



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

혼합형 등가 회로 모델을 이용한
무절연 고온 초전도 자석의
비선형 충전 특성 해석

Analysis on Non-linear Charging Properties of
No-Insulation HTS Magnet using
Combined Equivalent Circuit Model

2019년 8 월

서울대학교 공과대학원

전기 · 정보공학부

조 민 철

혼합형 등가 회로 모델을 이용한 무절연 고온 초전도 자석의 비선형 충전 특성 해석

지도교수 한 승 용

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2019년 8월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
조 민 철

조민철의 공학석사 학위논문을 인준함
2019년 6월

위 원 장 _____ (인)

부위원장 _____ (인)

위 원 _____ (인)

초 록

기존 고온 초전도 코일은 켄치 시 코일을 보호하기 어려워 운전 안정성이 기술적인 문제점이었다. 무절연 고온 초전도 기술은 기존 고온 초전도 코일의 절연을 의도적으로 갖고 있지 않고 켄치 시 코일에 우회 전류가 흐름으로서 코일이 손상되는 것을 보호하는 자기 보호 특성을 갖는다. 무절연 고온 초전도 코일을 설계 및 운용하기 위하여 비선형 특성 해석이 중요하며 이를 위해 회로 모델링 접근법을 사용한다. 첫 번째로 간단한 회로 모델은 집중 정수 회로 모델로 무절연 고온 초전도 자석의 시간에 따른 기계적, 전자기적 특성들을 분석하기 위해 사용되어왔다. 집중 정수 회로 모델은 무절연 고온 초전도 자석의 특성을 이해하는 데 도움이 되어왔으나 고자기장 및 큰 보아 사이즈를 갖는 무절연 고온 초전도 자석의 특성을 보다 잘 설명하기 위해서는 더 자세한 모델이 필요하게 되었다. 두 번째로 이 자세한 모델은 무절연 고온 초전도 코일을 공간적으로 분할한 분포 정수 회로 모델로 이 회로 모델은 무절연 고온 초전도 코일 내에서 공간적으로 분할되고 시간에 따른 전류 분포도를 제공한다. 그러나 이 모델은 일반적으로 계산 시간이 집중 정수 회로 모델에 비해서 매우 느리다는 단점이 있다. 본 논문에서는 두 가지 회로 모델의 장점들을 취합한 혼합형 회로 모델을 제안한다. 혼합형 회로 모델은 코일로 흐르는 전류와 임계전류의 부등식 관계를 이용하여 두 모델을 선택적으로 사용한다. 이 회로 모델을 설계하기 위해 새로운 MATLAB 코드를 작성하였으며 분포 정수 회로 모델은 PEEC 기법에 기초한다. 그리고 혼합형 회로 모델의 검증을 위하여 실제 무절연 고온 초전도 과전류 실험 결과와 집중 정수 회로, 분포 정수 회로, 그리고 혼합형 회로들의 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

주요어 : Combined model, distributed network model, equal power constraint, lumped circuit model, no-insulation

학 번 : 2017-29952

이 름 : 조 민 철

목 차

국문초록.....	i
목 차.....	ii
표 목차.....	iv
그림목차.....	v

I. 서 론.....	1
1.1. 연구의 배경 및 목적	1
1.2. 논문의 구성	5

II. 무절연 고온 초전도 코일의 특성 해석을 위한 전기 회로

접근법	6
2.1. 집중 정수 회로 모델	6
2.1.1. 전기회로도 구성.....	6
2.1.2. 전기회로 방정식.....	8
2.2. 분포 정수 회로 모델	11
2.2.1. 전기회로도 구성	11
2.2.2. 전기회로 방정식	21
2.3. 혼합형 등가 회로 모델.....	24
2.3.1. 전기회로도 구성	24
2.3.2. 집중 정수 회로 모델에서 분포 정수 회로 모델로 변환 시 적용되는 equal power constraint.....	26

Ⅲ. 사례 연구 : 무절연 고온 초전도 30턴 코일	28
3.1. 코일의 설계 및 제작	28
3.2. 혼합형 등가 회로 모델을 이용한 실제 코일의 과전류 실험 결과 해석	29
Ⅳ. 결 론	38
참고문헌	41
Abstract	48
감사의 글	50

표 목 차

표 3.1. 과전류 실험에서 사용된 무절연 고온 초전도 30턴 코일의 파라미터	28
표 3.2. 집중 정수 회로와 분포 정수 회로, 혼합형 등가 회로의 계산 시간 비교 표	36

그 립 목 차

그림 1.1. 고온 초전도 선재(SuperPower' s REBCO)의 구조.	4
그림 1.2. 무절연 고온 초전도 코일 켄치 시 우회 전류에 의해서 자동 보호(self-protecting)되는 과정	4
그림 2.1. 무절연 고온 초전도 코일의 집중 정수 회로 모델의 전기 회로도.....	8
그림 2.2. 고온 초전도 무절연 코일에서 각각의 턴을 관심 영역으로 회로 설계한 분포 정수 회로 모델의 전기 회로도..	12
그림 2.3. PEEC 기법을 활용한 고온 초전도 무절연 코일의 분포 정수 회로 모델의 전기 회로도	13
그림 2.4. Neumann' s formula를 이용하기위해 서로 다른 두 조각의 위치를 도식화	13
그림 2.5. 분포 정수 회로 모델에서 특성저항과 V-I 특성 저항들의 열 전도 개념도	17
그림 2.6. 무절연 고온 초전도 2턴 코일에 1턴 당 2조각으로 분할된 분포 정수 회로 모델과 상용 회로 분석 프로그램 Multisim의 동일한 회로에 대한 결과 비교.....	18
그림 2.7. 무절연 고온 초전도 3턴 코일에 1턴 당 2조각으로 분할된 분포 정수 회로 모델과 상용 회로 분석 프로그램 Multisim의 동일한 회로에 대한 결과 비교.....	19
그림 2.8. 무절연 고온 초전도 2턴 코일의 1턴 당 2조각으로 분할한 분포 정수 회로도	20
그림 2.9. 무절연 고온 초전도 3턴 코일의 1턴 당 2조각으로 분할한 분포 정수 회로도.....	21
그림 2.10. PEEC기법으로 구현된 회로에서 가장 작은 폐회로의 인접한 2개 노드 A, 노드 B를 기준으로 구성한 회로도	24

그림 2.11. 혼합형 등가 회로 모델의 전기 회로도	25
그림 3.1. 시간에 따른 코일의 중심 자기장 그래프	32
그림 3.2. 시간에 따른 코일의 전체 전압 그래프	32
그림 3.3. 분포 정수 회로 모델과 혼합형 등가 회로 모델의 퍼센트로 표현한 평균 절대 오차	34
그림 3.4. 분포 정수 회로 모델과 혼합형 등가 회로 모델로 분석한 전류 분포도	37

I. 서론

1.1. 연구의 배경 및 목적

초전도체는 임계 온도 이하에서 저항이 0이되는 특성을 지니는 물질이다. 초전도 기기는 상전도 기기와 비교하여 “0” 저항 때문에 높은 효율을 갖고 높은 전류 밀도를 통해 기기의 소형화가 가능하다. 이는 산업의 발전으로 현대에 증가하는 전력 사용량에 필요한 대전력 발전, 송전 및 저장 기술과 같은 핵심 기술과 연계되고 초전도 코일을 사용하여 만들 수 있는 고자기장 환경은 바이오 연구, 의약계열, 기초 화학물리와 같은 최첨단 연구분야에 필요한 기반기술이다 [1]–[8].

하지만 초전도 기기는 낮은 운전 안정성, 초전도 선재(그림 1.1)의 높은 가격으로 인한 고정 비용 [9], 고가의 액체 헬륨과 같은 냉매를 이용한 극저온 환경 조성의 높은 운전 비용 등으로 활용 분야가 제한적이었다.

2010년 MIT 연구실에서 한승용 박사와 그 연구팀이 기존 고온 초전도 코일에 존재하던 턴 간 절연체를 의도적으로 제거함으로써 고온 초전도 코일이 퀘칭(quench) 시 정상 상태에 흐르던 전류가 인접한 턴으로 자동적으로 우회하게 되어 코일 파손을 보호할 수 있는 무절연 고온 초전도 기술을 제안하였다 [10]. 그림 1.2와 같이 무절연 고온 초전도는 코일 내 통전 전류가 퀘칭이 일어난 부분을 자동 우회하는 특성으로 인해 퀘칭 시에도 코일이 파손되지 않아 자기 보호(self-protecting)를 할 수 있기 때문에 기존 절연 고온 초전도 코일과 비교하여 더 좋은 운전 안정성을 갖는다 [10]–[21]. 그리고 절연체가 없어진 만큼 높은 운전 전류 밀도를 갖게 됨으로써 더 소형화, 경량화된 시스템 설계가 가능하게 되었다. 냉각 환경에 있어서도 전도 냉각과 같은 극저온 냉매를 사용하지 않는 냉각을 통해 운전 비용을 감소시키는 효과를 기대할 수 있다.

이와 같은 자기 보호 특성을 갖는 무절연 고온 초전도 기술은

고자기장 및 큰 보어 사이즈를 갖는 고온 초전도 자석에 적용되어 실제 설계 및 제작, 운용에 이르렀다. 국내외 무절연 고온 초전도 기술을 사용한 연구 동향을 살펴보면 먼저 국내에서 2015년 국내 기업 (주)서남은 미국 MIT 연구팀과의 공동 연구를 통해 26 T 35 mm 고온 초전도 자석 개발 성공하였고, 이는 당시 고온 초전도체를 이용한 세계 최고 자기장 기록이다 [17]. 2016년 철도기술연구원은 (주)서남 및 창원대학교와 함께 무절연 기법을 이용한 자기부상추진 시스템 개발에 성공하였다 [22]. 2016년 국내 기업 SuperCoil은 창원대학교와 함께 무절연 권선법을 이용, 1.2 m x 0.6 m 급 초전도 유도 가열기 개발에 성공하였다 [23]. 2016년 전기연구원은 기초과학연구원 (IBS) 가속기 사업단의 외주로 고온 초전도 무절연 4극 자석 개발을 성공하였다 [24]. 2017년 기초과학지원 연구원(KBSI)은 미국 국립 고자기장 연구소 (NHMFL), 서울대학교, (주)서남, 기계연구원 등과 함께 무절연 고온 초전도 기법을 적용한 400 MHz 핵자기공명 영상 장비 (NMR)을 개발 중이다 [25].

해외에서는 2010년 MIT에서 무절연 고온 초전도 권선법 최초로 제안하였다 [10]. 2012년 미국 보건복지부(NIH) 지원으로 MIT에서 수행한 1.3 GHz(30 T) 초전도 핵자기 공명 영상 장비용 고온 초전도 인서트 자석에 무절연 권선법을 최초로 적용하였다 [26]. 2016년 미국 국립 고자기장 연구소는 13 T 무절연 고온 초전도 인서트 코일을 이용한 20 T 연구용 자석 개발을 착수하였다 [29]. 현재 미국 국립 고자기장 연구소, Oak Ridge 국립 연구소, Brookhaven 국립 연구소, 유럽 Grenoble 국립 연구소, 일본 이화학연구소 (RIKEN), 중국 과학원 (CAS) 등에서 “실제 장비” 개발 연구 수행 중이다 [27], [28]. 미국 General Atomics, GE, 일본 Toshiba, Sumitomo 등에서 고자기장 및 대전력 산업용 기기 연구 추진 중이다. 또한 미국 MIT, 플로리다 주립대, 유럽 University of Cambridge, University of Barth, 일본 Waseda, Tohoku, Kyoto 등의 대학에서 활발한 기반 연구 수행 중이다. 현재까지 국내외 모두 전술한 “공통 기반 기술” 개발에 연구 초점이

맞춰져 있었으며, 2016년 이후 미국, 일본, 중국, 프랑스, 영국을 중심으로 응용 분야 확대가 시작되고 있다.

무절연 고온 초전도 자석을 설계하고 운용하기 위한 핵심 과제는 무절연 고온 초전도 자석의 비선형 특성을 분석하는 것이며 이를 위해 등가 회로 모델을 이용한 접근법이 사용되었다 [30]–[40]. 그 접근법들은 크게 2가지로 나뉘질 수 있고 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델이다. 첫 번째로 간단한 등가 회로 모델은 집중 정수 회로 모델로 무절연 고온 초전도 자석의 시간에 따른 기계적, 전자기적 특성들을 분석하기 위해 사용되어 왔다 [30], [31], [37], [38]. 집중 정수 회로 모델은 무절연 고온 초전도 자석을 1개의 인덕터와 1개의 병렬로 연결된 특성저항, 1개의 $V-I$ 특성저항으로 회로모델을 구성하며 그 계산 시간이 분포 정수 회로 모델보다 빠르다. 하지만 고자기장 및 큰 보어 사이즈를 갖는 무절연 고온 초전도 자석의 비선형 특성을 보다 잘 설명하기 위해서는 더 자세한 모델이 필요하다. 두 번째로는 무절연 고온 초전도 코일을 공간적으로 분할한 분포 정수 회로 모델이고 이 모델은 무절연 고온 초전도 코일을 공간적으로 분할하고, 각 분할된 조각에 대하여 시간에 따른 전류 분포도를 시뮬레이션 할 수 있다 [32]–[36], [39], [40]. 그러나 이 모델은 계산 시간이 집중 정수 회로 모델에 비해서 매우 느리다는 것이 단점이다.

본 논문에서는 두 가지 회로 모델의 장점들을 취합한 혼합형 등가 회로 모델을 제안한다 [41]. 혼합형 등가 회로 모델의 핵심은 코일 내 흐르는 통전전류와 임계전류의 부등식 관계를 통해 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델을 선택하여 사용하는 것이다. 코일 내 통전 전류가 임계전류보다 작을 때 집중 정수 회로 모델을 사용하고 통전 전류가 임계전류보다 클 때 분포 정수 회로 모델을 사용한다. 이를 통해 효율적인 계산 시간으로 무절연 고온 초전도 코일 내 공간적으로 분할된 전류 분포도를 시뮬레이션 할 수 있다. 마지막으로 실제 무절연 고온 초전도 코일의 실험 결과와 기존 두 가지의 회로 모델 및 본 논문에서 제안하는 회로 모델을 통한 시뮬레이션 결과들과 비교 검증 한다.

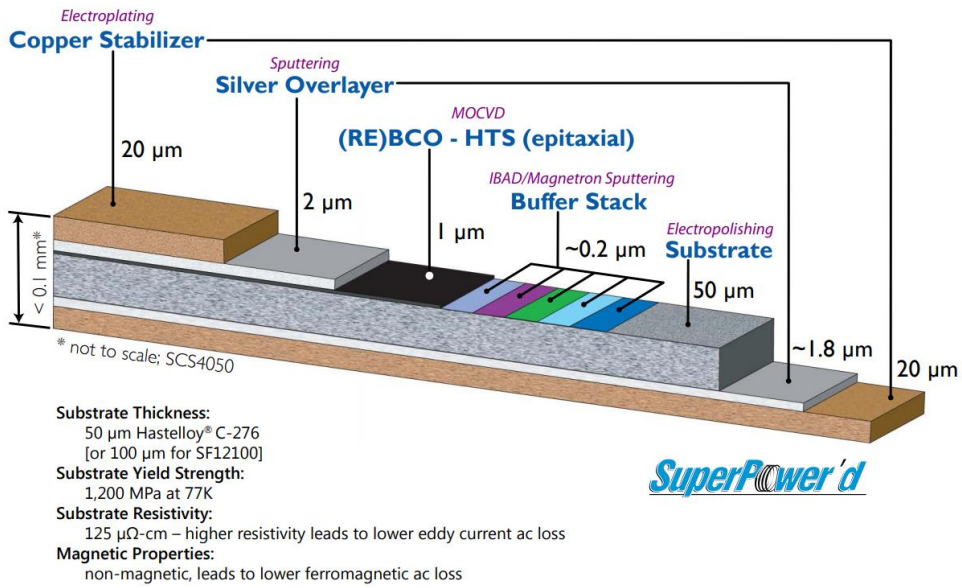


그림 1.1. 고온 초전도 선재 (SuperPower's REBCO)의 구조 [9].

Fig. 1.1. Specification of high temperature superconductor wire [9].

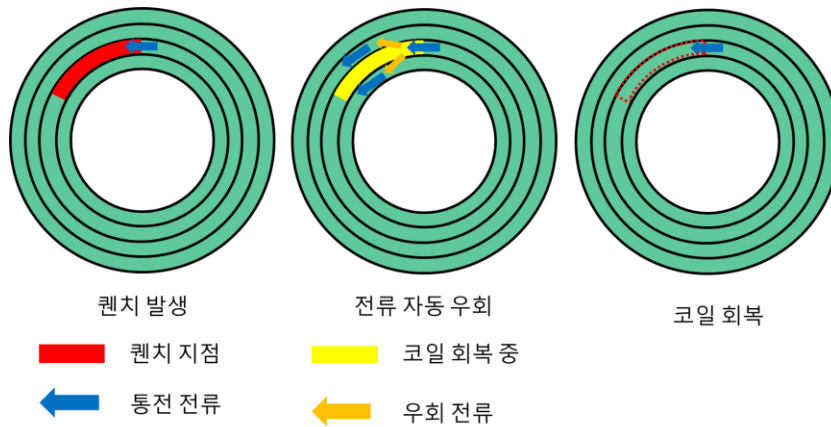


그림 1.2. 무절연 고온 초전도 코일 퀵치 시 우회 전류에 의해서 자동 보호 (self-protecting) 되는 과정.

Fig. 1.2. Self-protecting process by bypass current when NI HTS coil undergo quench.

1.2. 논문의 구성

제 1장은 논문의 서론으로 연구의 배경 및 목적을 설명한다.

제 2장은 무절연 고온 초전도 코일의 특성 해석을 위한 전기 회로 접근법인 집중 정수 회로 모델, 분포 정수 회로 모델, 그리고 본 논문에서 제안하는 혼합형 등가 회로 모델을 소개한다.

제 3장은 실제 무절연 고온 초전도 코일의 과전류 실험 데이터와 전기 회로 접근법인 집중 정수 회로 모델, 분포 정수 회로 모델, 혼합형 등가 회로 모델을 이용한 각각의 결과를 비교하고 본 논문에서 제안하는 혼합형 등가 회로 모델의 타당성을 검증한다.

제 4장은 논문의 결론으로 연구 결과에 대해 서술한다.

II. 무절연 고온 초전도 코일의 특성 해석을 위한 전기 회로 접근법

2.1. 집중 정수 회로 모델

2.1.1. 전기회로도 구성

고온 초전도 무절연 코일의 집중 정수 회로 모델을 사용한 접근법을 위해서는 다음과 같은 전기 소자들을 정의할 필요가 있다.

1. 무절연 코일의 인덕턴스를 의미하는 인덕터.
2. 무절연 코일의 턴 간 접촉저항을 의미하는 특성저항.
3. 고온 초전도 선재로 흘러가는 통전전류가 선재의 임계전류 근처에서도 저항을 나타내는 초전도 특성을 의미하는 V-I 특성저항.

위와 같은 3개의 전기 소자들의 정의가 필요하다.

위 3개의 전기 소자들을 이용해 가장 기본적인 단일 코일의 집중 정수 회로 모델을 만들면 그림 2.1와 같이 전기회로적으로 연결되며 그림에서 I_p 은 코일로 인입되는 파워 서플라이 전류, I_θ 은 코일 방향 전류, I_r 은 턴과 턴 접촉 방향 전류, R_c 은 특성저항, R_{ind} 은 V-I 특성저항, L_{coil} 은 코일의 인덕터이다.

먼저 솔레노이드 형태의 고온 초전도 무절연 코일의 인덕턴스는 수식에 의해 완벽히 계산될 수 있으며 수식을 이용한 서울대학교 초전도응용연구실 내 계산 프로그램인 SolB를 예로 들 수 있다. 집중 정수 회로 모델에서는 분석하고자 하는 코일 전체를 하나의 솔레노이드 형태의 코일로 생각하기 때문에 선재의 두께, 너비, 코일 내경, 코일 외경의 값을 이용하여 계산 가능하다. 만일 여러 개의 코일로 이루어진 다단 코일의 경우에는 전체 자석을 하나의 인덕터로 나타내거나 각각의

코일을 자기적으로 결합된 각각의 자기 인덕턴스들과 상호 인덕턴스들로 나타낼 수 있다.

고온 초전도 무절연 코일의 경우에는 절연 코일과는 다르게 코일 내 턴과 턴 사이에 고온 초전도 선재 간 전기적인 흐름이 존재하게 되고 이를 전기적 저항으로 나타낸 것이 특성저항이다. 이 특성 저항은 무절연 코일만의 독특한 특성이다. 고온 초전도 자석 내의 한 부분이 초전도 상태에서 도체 상태로 바뀌어가면서 지역적인 발열이 발생하게 되는 것을 퀘칭(quench)라고 하며 지역적인 퀘칭 발생시 그 지점에서 전류가 옆의 인접한 턴으로 우회하게 됨으로써 다시 초전도 상태를 회복하는 자기보호(self-protecting) 특성을 갖게 된다. 이 저항 성분을 나타낸 것이 바로 턴과 턴 접촉저항인 특성저항이다. 이는 다음과 같은 수식을 통해 구할 수 있다 [42].

$$R_c = \sum_{i=1}^N \frac{R_{ct}}{2\pi r_i w_d} \quad (2.1.1)$$

위 수식에서 N 은 코일의 턴 수, R_c 은 특성저항, R_{ct} 은 표면특성저항, r_i 은 i 번째 턴의 반경, w_d 은 선재의 너비이다.

고온 초전도 무절연 코일의 회로 접근법에서는 초전도 상태에서 도체 상태로 전환되며 저항성을 나타내는 전기적 요소를 $V-I$ 특성저항으로 나타낸다 [43]. 이는 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$R_{ind} = \frac{E_c l}{I_\theta} \left(\frac{I_\theta}{I_c} \right)^n \quad (2.1.2)$$

위의 수식에서 E_c 은 임계 전기장(critical electrical field) $1[\mu V/cm]$, I_c 은 코일의 임계전류(critical current), l 은 코일에 사용된 선재의 총 길이, I_θ 은 코일 방향 전류, n 은 초전도 상태에서 도체

상태로 변환되는 특성 값(n-value)로 정의된다.

집중 정수 회로 모델로 더 정확한 시뮬레이션을 하기 위해 많은 연구들이 진행되고 있으며 그 중 집중 정수 회로 모델의 전기 소자인 R_c 와 R_{ind} 을 온도와 통전 전류, 자기장에 의한 함수로 설정하여 보다 정확한 모델링을 하거나 턴과 턴 접촉 특성저항과 코일의 R_c 와 상호관계를 연구한 결과 [44], 코일의 와인딩(winding) 장력이 R_c 와 R_{ct} 에 주는 영향을 실험적으로 분석한 결과 [45], 그리고 최근에 강한 외부자기장 환경에서 고온 초전도 무절연 코일의 접촉 저항 방향의 전류로 인해 발생하는 hall effect을 보고한 연구가 있었다 [46].

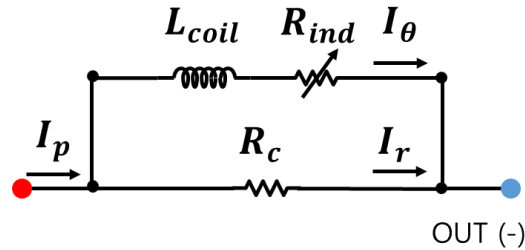


그림 2.1. 무절연 고온 초전도 코일의 집중 정수 회로 모델의 전기 회로도.

Fig. 2.1. Lumped circuit model for NI HTS coil.

위 그림에서 I_p 은 코일로 인입되는 파워 서플라이 전류, I_θ 은 코일 방향 전류, I_r 은 턴과 턴 접촉 방향 전류, R_c 은 특성저항, R_{ind} 은 V-I 특성저항, L_{coil} 은 코일의 인덕터를 나타낸다.

2.1.2. 전기회로 방정식

집중 정수 회로 모델의 전기회로 방정식은 전기소자가 3개이기때문에 간단하게 정리할 수 있다. 그림 2.1의 회로에서 Kirchhoff's current law와 Kirchhoff's voltage law을 이용하면 다음과 같은 식들로 정의할 수 있다.

Kirchhoff's current law을 이용하여 아래와 같이 정리하고

$$I_p = I_\theta + I_r \quad (2.1.3)$$

Kirchhoff's voltage law을 이용하여 아래와 같이 정리하고

$$L_{coil} \frac{dI_\theta}{dt} + R_{ind} I_\theta = R_c I_r \quad (2.1.4)$$

이때 미분을 반복 계산법으로 구하기 위해 미분소 값인 dI_θ 와 dI_r 은

$$dI_\theta = I_{\theta, next} - I_{\theta, prev} \quad (2.1.5)$$

$$dI_r = I_{r, next} - I_{r, prev} \quad (2.1.6)$$

로 나타낸다. Kirchhoff's current law에 의한 식과 Kirchhoff's voltage law의한 식은 독립적인 관계이고 또 선형방정식이다. 각 방정식들에서 미분소를 위의 식을 대입하고 선형대수적 계산법을 이용하면 첫 번째 식은 아래와 같이 선형행렬식으로 나타낼 수 있고

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_\theta \\ dI_r \end{bmatrix} = dI_p \quad (2.1.7)$$

위 식에서 미분소를 정리함으로써

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta, next} \\ I_{r, next} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta, prev} \\ I_{r, prev} \end{bmatrix} = dI_p \quad (2.1.8)$$

와 같이 정리할 수 있다.

두 번째 식은 Kirchhoff's voltage law에 의해 정리된 식에서 미분소를 정리하고 반복 계산법을 위해 선형 행렬식으로 정리하면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} L_{coil} + dt \cdot R_{ind} & -dt \cdot R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta,next} \\ I_{r,next} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{coil} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta,prev} \\ I_{r,prev} \end{bmatrix} \quad (2.1.9)$$

기존의 식들은 $I_{\theta,prev}$, $I_{r,prev}$ 와 $I_{\theta,next}$, $I_{r,next}$ 에 의한 식으로 정리가 되었으며 이 때 $I_{\theta,prev}$, $I_{r,prev}$ 은 미리 정의될 수 있는 값이다. dl_p 값은 상수로 정의될 수 있다. 이제 식 (2.1.8)와 식 (2.1.9)들을 연립하여 선형행렬방정식을 만들면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ L_{coil} + dt \cdot R_{ind} & -dt \cdot R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta,next} \\ I_{r,next} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ L_{coil} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta,prev} \\ I_{r,prev} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dl_p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.10)$$

위와 같이 2개의 독립변수와 2개의 독립선형방정식을 정의할 수 있게 되므로 완벽한 해를 구할 수 있다. MATLAB와 같은 프로그래밍 코드를 이용하여 반복 계산법(iterative calculation method)으로 해를 찾기 위한 선형연립방정식이고 $t = 0$ 에서 각 전류들의 초기값이 정의되어 있고 상수로 정의된 L_{coil} , R_{ind} , R_c , dt , dl_p 의 값을 대입하고 $t = 0$ 에서부터 반복 계산법을 한다. 반복 계산에서 이미 계산된 $I_{\theta,prev}$, $I_{r,prev}$ 을 통해 알고자 하는 $I_{\theta,next}$, $I_{r,next}$ 의 해를 구하는 것이 위 선형연립방정식의 목적이다. 식 (2.1.10)을 통해 계산할 수 있는 완벽한 해는 아래와 같이

$$\begin{bmatrix} I_{\theta,next} \\ I_{r,next} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ L_{coil} + dt \cdot R_{ind} & -dt \cdot R_c \end{bmatrix}^{-1} \times \\ \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ L_{coil} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\theta,prev} \\ I_{r,prev} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} dI_p \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (2.1.11)$$

으로 각 반복문에서 구하고자 하는 해인 $I_{\theta,next}$, $I_{r,next}$ 을 계산할 수 있다. 실제 프로그램에서는 또한 V-I 특성저항은 코일 방향의 전류에 의한 종속 변수이므로 매 반복문에서 재계산을 통하여 계산한 뒤에 다시 선형연립방정식에 대입하여 계산한다.

2.2. 분포 정수 회로 모델

2.2.1. 전기회로도 구성

분포 정수 회로 모델은 고온 초전도 무절연 코일을 공간적으로 분할하여 전기소자를 이용하여 회로 모델링을 한 것이다. 앞의 집중 정수 회로 모델의 경우에는 1개의 코일 또는 자석을 1개의 회로 모델로 구성하지만 분포 정수 회로 모델은 1개의 코일을 턴 마다 분할하거나 혹은 1개의 턴을 여러 개의 조각으로 분할하여 공간적으로 세밀한 분석을 할 때 사용한다. 분포 정수 회로 모델을 구성함에 있어서 앞의 집중 정수 회로 모델에서 사용한 동일한 전기소자들을 공간적으로 분할된 각각의 조각들에 배치하는 것이 특징이다. 가장 기본적인 전기 소자들은 다음의 3개이다.

1. 무절연 코일 내 공간적으로 분할된 조각들의 자기 인덕턴스 및 자기적으로 결합된 상호 인덕턴스를 의미하는 인덕터.
2. 무절연 코일 내 공간적으로 분할된 조각들의 턴 간 접촉저항을 의미하는 특성저항.
3. 무절연 코일 내 공간적으로 분할된 조각들의 고온 초전도 선재로 흘러가는 통전전류가 선재의 임계전류 근처에서 도체 저항을 나타내는

초전도 특성을 의미하는 V-I 특성저항.

위 3개의 기본적인 소자들을 이용하여 각 조각들을 회로로 모델링하고 연결한 것이 분포 정수 회로모델이다. 분포 정수 회로 모델의 예시들로는 고온 초전도 무절연 코일 내 각각의 턴을 기준으로 관심영역을 나누어 회로로 설계한 그림 2.2와 partial element equivalent circuit(PEEC) 기법을 이용한 그림 2.3등이 있다 [34], [39]. 분포 정수 회로 모델은 고온 초전도 무절연 코일에서 공간적으로 관심영역을 어떻게 나눌 것인지에 따라 다양한 형태로 나타날 수 있다. 중요한 관심영역을 기준으로 회로적인 모델링을 했을 때 효율적인 결과를 기대할 수 있다고 생각된다.

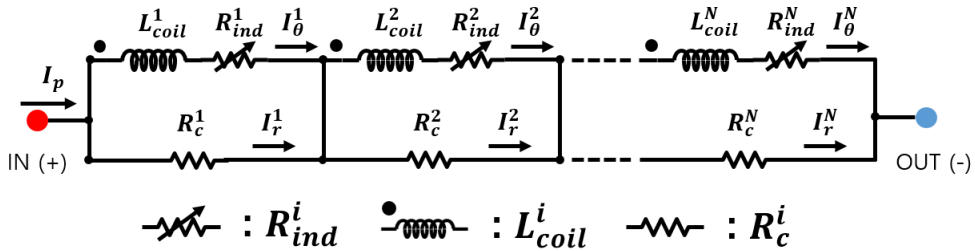


그림 2.2. 고온 초전도 무절연 코일에서 각각의 턴을 관심 영역으로 회로 설계한 분포 정수 회로 모델의 전기 회로도.

Fig. 2.2. Distributed circuit model, where a region of interest is each turn of NI HTS coil.

위 그림에서 N 은 코일의 총 턴 수, I_p 은 코일로 인입되는 파워 서플라이 전류, I_θ 은 코일 방향 전류, I_r 은 턴과 턴 접촉 방향 전류, R_c^i 은 i 번째 턴의 특성저항, R_{ind}^i 은 i 번째 턴의 V-I 특성저항, L_{coil}^i 은 i 번째 턴의 자기적으로 상호 결합된 인덕터를 나타낸다.

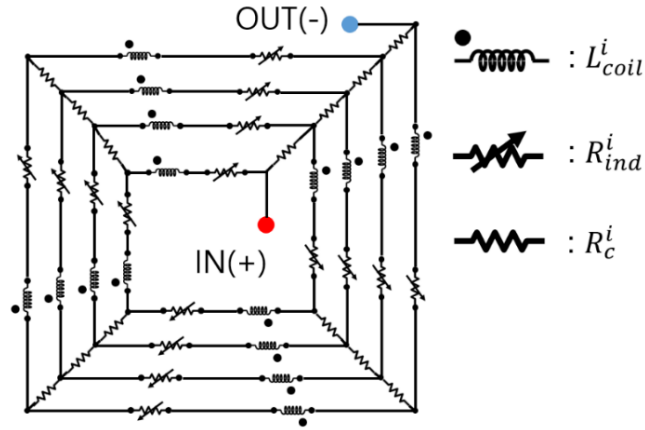


그림 2.3. PEEC 기법을 활용한 고온 초전도 무절연 코일의 분포 정수 회로 모델의 전기 회로도.

Fig. 2.3. Distributed circuit model by using PEEC method for NI HTS coil.

위 그림에서 R_c^i 은 i 번째 조각의 특성저항, R_{ind}^i 은 i 번째 조각의 V-I 특성저항, L_{coil}^i 은 i 번째 조각의 자기적으로 상호 결합된 인덕터를 나타낸다.

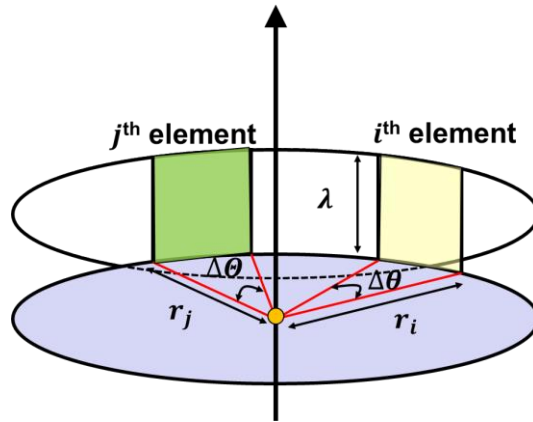


그림 2.4. Neumann's formula를 이용하기 위해 서로 다른 두 조각의 위치를 도식화.

Fig. 2.4. Figure of two different pieces to apply Neumann's formula.

위 그림에서 w 은 고온 초전도 선재의 두께, λ 은 고온 초전도 선재의 너비, R_{ij} 은 i 번째 조각과 j 번째 조각 사이의 거리, r_i, r_j 은 각각

i 번째 조각과 j 번째 조각에서 코일 중심축까지의 거리, $\Delta\theta$, $\Delta\theta$ 은 각각 i 번째 조각이 차지하는 각도와 j 번째 조각이 차지하는 각도를 나타낸다.

그림 2.2는 고온 초전도 무절연 코일의 각각의 턴을 관심영역으로 설정하여 설계하였으며 1개의 턴이 1개의 집중 정수 회로로 모델링되었다. 각 턴의 회로들을 전기적으로 연결되어 전체 코일의 회로 모델을 완성한다. 각 전기 소자를 설명하면 R_c^i 은 i 번째 턴의 특성저항, R_{ind}^i 은 i 번째 턴의 V-I 특성저항, L_{coil}^i 은 i 번째 턴의 자기적으로 상호 결합된 인덕터이다. 그리고 PEEC 기법을 사용하여 분포 정수 회로 모델을 구성한 그림 2.3에서는 무절연 코일의 각 턴을 여러 개의 조각으로 분할하여 각 조각들이 1개의 집중 정수 회로로 모델링 된다. 각 전기소자들을 설명하면 R_c^i 은 i 번째 조각의 특성저항, R_{ind}^i 은 i 번째 조각의 V-I 특성저항, L_{coil}^i 은 i 번째 조각의 자기적으로 상호 결합된 인덕터이다. 본 논문에서는 PEEC기법을 사용한 분포 정수 회로 모델을 기준으로 설명하고자 한다.

고온 초전도 무절연 코일을 공간적으로 분할한 조각들의 인덕턴스를 계산하기 위해서는 Neumann's formula를 사용하며 그 계산식은 아래와 같다 [34].

$$M_{ij} = \frac{\mu_0 r_i r_j}{4\pi w^2} \int_0^{\lambda \theta_j + \Delta\theta} \int_{\theta_j}^{\lambda \theta_i + \Delta\theta} \int_0^{\lambda \theta_j + \Delta\theta} \int_{\theta_i}^{\lambda \theta_i + \Delta\theta} \frac{\cos(\theta - \theta)}{R_{ij}} d\theta dz d\theta dZ \quad (2.2.1)$$

$$R_{ij} = \sqrt{r_i^2 + r_j^2 - 2r_i r_j \cos(\theta - \theta) + (z - Z)^2} \quad (2.2.2)$$

각 식에서의 M_{ij} 은 i 번째 조각과 j 번째 조각의 상호인덕턴스, w 은 고온 초전도 선재의 두께, λ 은 고온 초전도 선재의 너비, R_{ij} 은 i 번째 조각과 j 번째 조각 사이의 거리, r_i, r_j 은 각각 i 번째 조각과 j 번째 조각에서 코일 중심축까지의 거리, θ_i, θ_j 은 각각 i 번째 조각이 위치하는

각도와 j 번째 조각이 위치하는 각도, $\Delta\theta$, $\Delta\theta$ 은 각각 i 번째 조각이 차지하는 각도와 j 번째 조각이 차지하는 각도이다. 이를 설명한 개념도는 그림 2.4이다. i 번째 조각과 j 번째 조각이 각각 θ_i , θ_j 에 위치하고 각 조각들과 코일 중심까지의 거리는 각각 r_i , r_j 인 것을 알고 있을 때 반복 계산법을 사용하여 각각의 조각들을 더 작은 조각들로 나누어 구분구적법으로 i 번째 조각과 j 번째 조각의 상호 인덕턴스를 계산할 수 있다. 이를 전체 코일 내 조각들에 똑같이 반복해주면 전체 조각들의 상호 인덕턴스들을 구할 수 있다.

Neumann's formula에대한 코드는 아래와 같이 구현할 수 있다. 식에서 4중 적분이기 때문에 4개의 반복문으로 계산한다.

```
function Mutual =
Naeuman_formula(a1,a2,azimuth_1,azimuth_2,width,delta
a_azimuth)

% a1, azimuth_1 은 i번째 조각의 파라미터
% a2, azimuth_2 은 j번째 조각의 파라미터
% width,delta_azimuth 은 계산범위에의해 결정

permittivity = 4*pi*10^-7; % [H/m]

for i=0 TO width % (i 번째 조각)
    for j=0 TO width % (j 번째 조각)
        for m=azimuth_1 TO (azimuth_1+delta_azimuth)
            for n=azimuth_2 TO (azimuth_2+delta_azimuth)

                distance_between_partial_elements =
R_ij formula;

                integral_partial_elements = Neumann's
formula;

            end
        end
    end
end
```


PEEC기법에 의해 공간적으로 분할된 조각들이 갖게 되는 특성저항은 집중 정수 회로에서 사용했던 계산식을 사용하여 계산 할 수 있다. 변형된 식은 아래와 같다 [42].

$$R_c^i = \sum_{i=1}^N \frac{R_{ct}}{2\pi r_i w_d} \quad (2.2.3)$$

위 수식에서 N 은 코일의 전체 조각 수, R_c^i 은 i 번째 조각의 특성저항, R_{ct} 은 표면특성저항, r_i 은 i 번째 조각의 반경, w_d 은 선재의 너비이다.

V-I 특성저항 또한 집중 정수 회로 모델에서 사용한 식을 코일 내 각 조각들에 적용시켜주면 된다. 변형된 식은 아래와 같다 [43].

$$R_{ind}^i = \frac{E_c l^i}{I_\theta^i} \left(\frac{I_\theta^i}{I_c^i} \right)^n \quad (2.2.4)$$

위의 수식에서 R_{ind}^i 은 i 번째 조각의 V-I 특성저항, E_c 은 임계 전기장(critical electrical field) $1[\mu \text{ V/cm}]$, I_c^i 은 i 번째 조각의 임계전류(critical current), l^i 은 i 번째 조각의 코일 방향 길이, I_θ^i 은 i 번째 조각의 코일 방향 전류, n 은 초전도 상태에서 도체 상태로 변환되는 특성 값(n-value)로 정의된다.

PEEC 기법에 의한 분포 정수 회로 모델에서 특성저항과 V-I 특성저항들의 열 전도 개념도는 그림 2.5와 같다. 노드와 노드 사이에는 각 조각들이 위치하고 코일 방향으로 V-I 특성저항이 연결되고 회로 턴과 턴 접촉 방향에는 특성저항이 연결된다. 특성 저항에서 발생하는 열은 인접한 조각들로 전도된다고 가정하였다. 열 전도는 턴과 턴 접촉 방향 및 코일 방향으로 일어난다.

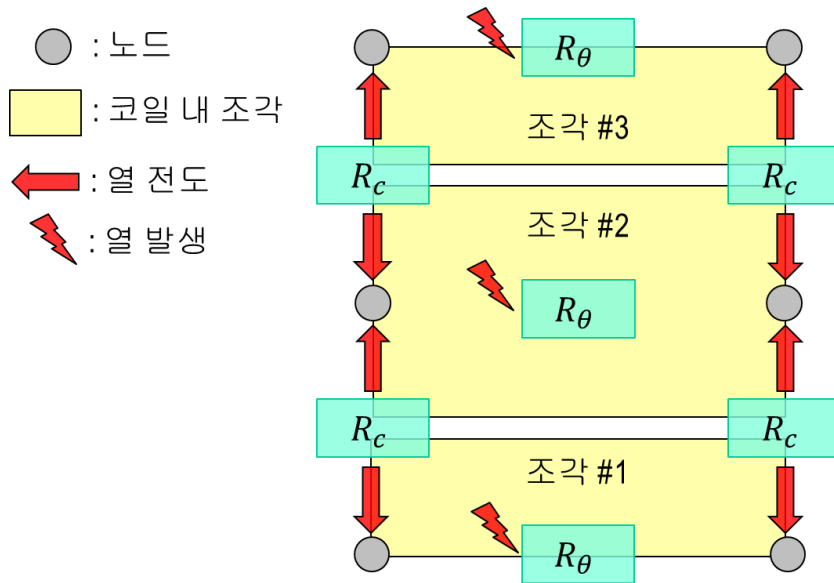


그림 2.5. 분포 정수 회로 모델에서 특성 저항과 V-I 특성 저항들의 열 전도 개념도.

Fig. 2.5. Thermal conduction diagram of characteristic resistors and V-I characteristic resistors in distributed circuit model.

PEEC기법을 사용하여 구성한 분포 정수 회로의 검증을 위하여 상용 회로 모델링 프로그램인 Multisim을 사용하였다. 간단한 2턴, 3턴 코일에 턴 당 2개의 조각으로 분할한 조건에서 각각 분포 정수 회로 모델의 결과와 동일한 전기 회로의 Multisim 프로그램 결과를 비교한 것은 각각 그림 2.6, 2.7와 같다. 이를 통해 분포 정수 회로 모델의 전기적 회로 설계의 타당성을 검증하였다. 실제 상용 시뮬레이션 프로그램에서 사용한 회로도도 각각 그림 2.8, 그림 2.9와 같다.

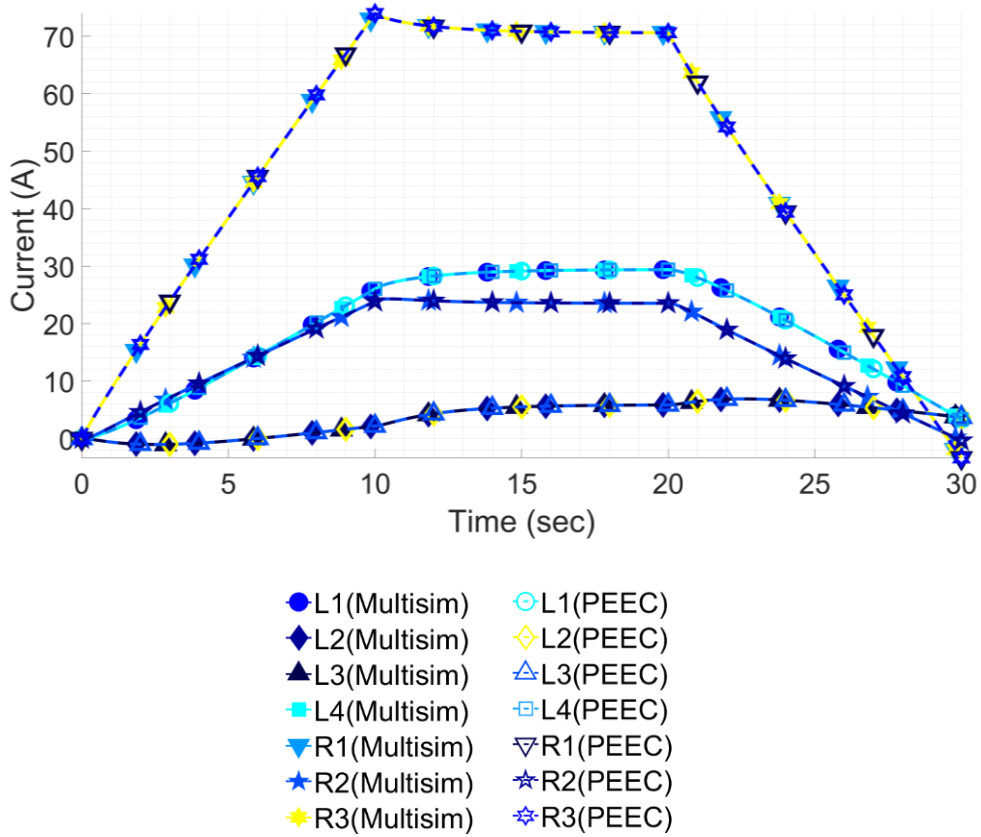


그림 2.6. 무절연 고온 초전도 2턴 코일에 1턴 당 2조각으로분할된 분포 정수 회로 모델과 상용 회로 분석 프로그램 Multisim의 동일한 회로에 대한 결과 비교.

Fig. 2.6. Comparison between distributed circuit model and commercial circuit analysis program Multisim for 2 turn NI HTS coil of which each turn is subdivided into 2 pieces.

위 그림에서 $L1 \sim L4 = 1$ [H]이고 각 자기 상호 계수는 0.5, $R1 \sim R3 = 1$ [Ω], $R4 \sim R7 = 2$ [Ω]이며 파워 서플라이 전류는 10초까지 +100 [A/S] 충전, 10초부터 20초까지 유지, 20초부터 30초까지 -100 [A/S] 충전하였다.

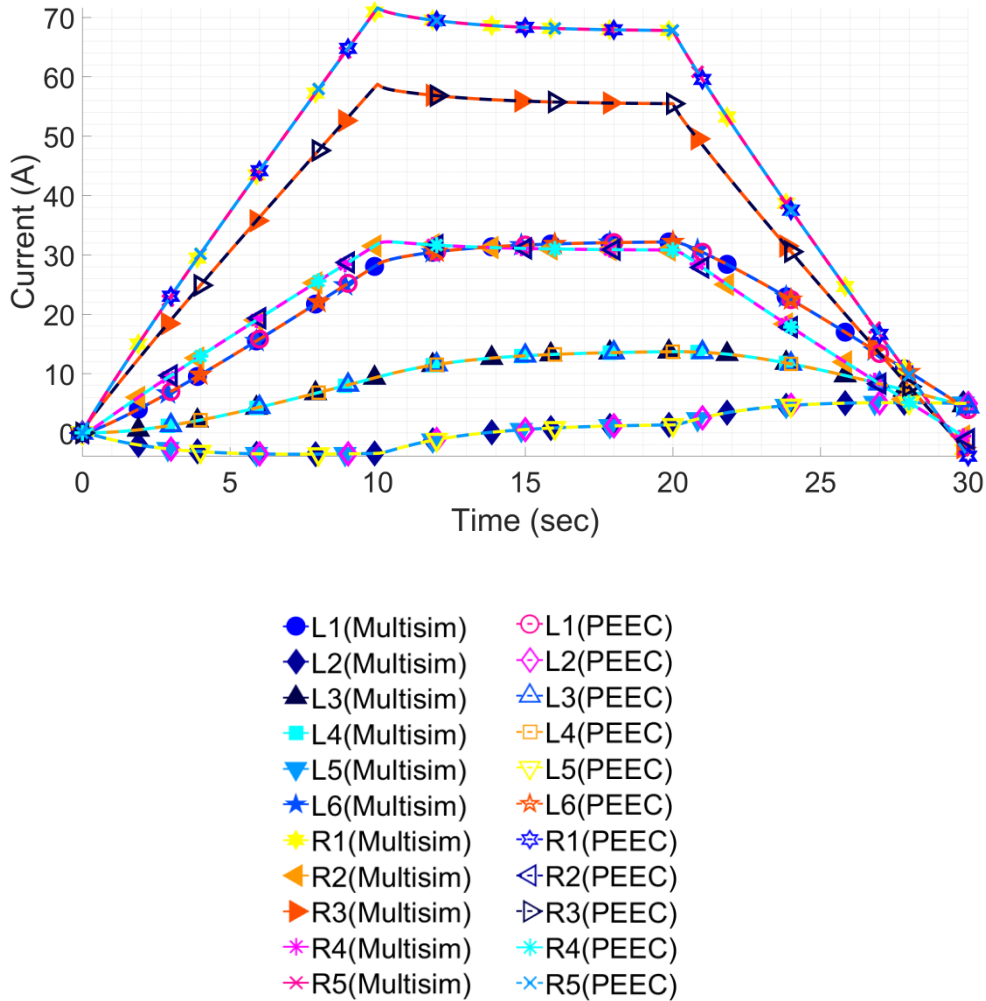


그림 2.7. 무절연 고온 초전도 3턴 코일에 1턴 당 2조각으로분할된 분포 정수 회로 모델과 상용 회로 분석 프로그램 Multisim의 동일한 회로에 대한 결과 비교.

Fig. 2.7. Comparison between distributed circuit model and commercial circuit analysis program Multisim for 3 turn NI HTS coil of which each turn is subdivided into 2 pieces.

위 그림에서 $L1 \sim L6 = 1[H]$ 이고 각 자기 상호계수는 0.5, $R1 \sim R5 = 1[\Omega]$, $R6 \sim R11 = 2[\Omega]$ 이며 파워 서플라이 전류는 10초까지 +100 [A/S] 충전, 10초부터 20초까지 유지, 20초부터 30초까지 -100 [A/S] 충전

하였다.

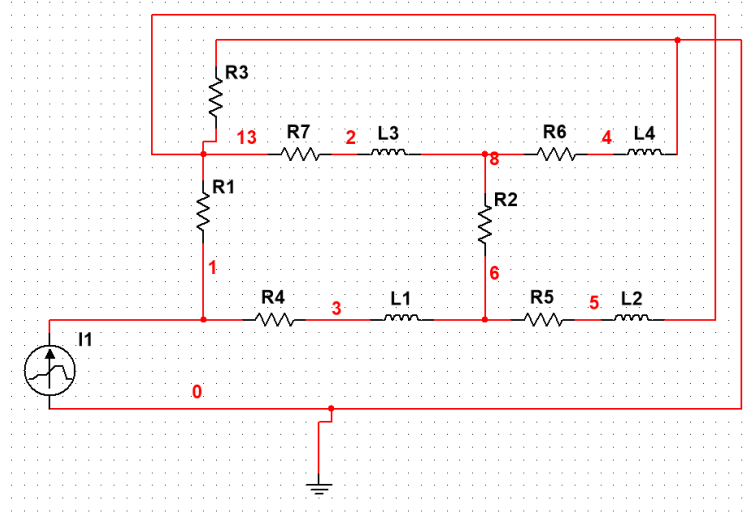


그림 2.8. 무절연 고온 초전도 2턴 코일의 1턴 당 2조각으로 분할한 분포 정수 회로도.

Fig. 2.8. Distributed circuit model for 2 turn NI HTS coil of which each turn is subdivided into 2 pieces.

위 그림에서 $R1\sim3$ 은 특성저항, $L1\sim4$ 은 각 조각들의 인덕턴스, $R4\sim7$ 은 V-I 특성저항을 나타낸다.

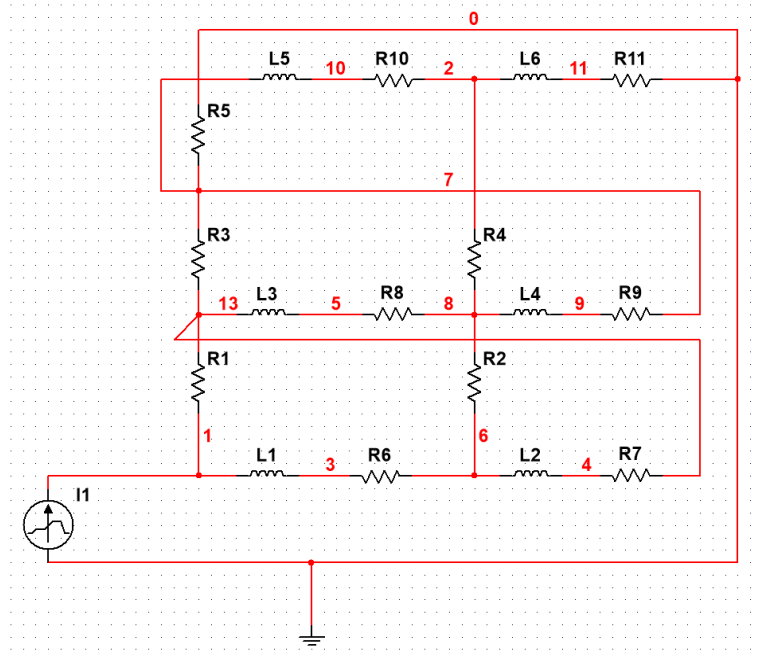


그림 2.9. 무절연 고온 초전도 3턴 코일의 1턴 당 2조각으로 분할한 분포 정수 회로도.

Fig. 2.9. Distributed circuit model for 3 turn NI HTS coil of which each turn is subdivided into 2 pieces.

위 그림에서 R1~5 은 특성저항, L1~6 은 각 조각들의 인덕턴스, R6~11은 V-I 특성저항을 나타낸다.

2.2.2. 전기회로 방정식

본 논문에서는 그림 2.3의 PEEC기법으로 구성된 분포 정수 회로 모델을 기준으로 전기회로 방정식 도출 과정을 설명하고자 한다. 먼저, 그림 2.3에서 가장 작은 폐회로를 구성하기 위해서 인접한 2개의 노드를 선택하여 각각을 A 노드, B 노드로 정의한 뒤 하나의 폐회로를 구성하게 되면 그림 2.10와 같다. 그림 2.3을 기준으로 각 노드에서는 Kirchhoff's current law를 만족하며 각 폐회로에서는 Kirchhoff's voltage law를 만족하므로 이를 통해 선형독립방정식을 세우면,

각 노드에서는 Kirchhoff's current law에 의해서

1. 전류 인입 리드부분 ($i = 1$)

$$I_p = I_\theta^1 + I_r^1 \quad (2.2.5)$$

2. 전류 인출 리드부분 ($i = N$)

$$I_p = I_\theta^N + I_r^{N-seg+1} \quad (2.2.6)$$

3. 가장 안쪽 턴 ($1 < i \leq seg$)

$$I_\theta^{i-1} = I_\theta^i + I_r^i \quad (2.2.7)$$

4. 가장 바깥 턴 ($N - seg + 1 \leq i < N$)

$$I_\theta^{i+1} = I_\theta^i + I_r^{i-seg+1} \quad (2.2.8)$$

5. 그 외 안쪽 턴 ($seg < i \leq N - seg + 1$)

$$I_\theta^i + I_r^i = I_\theta^{i-1} + I_r^{i-seg+1} \quad (2.2.9)$$

I_p 은 코일로 인입되는 파워 서플라이 전류, I_θ^i 은 i 번째 코일 방향의 전류, I_r^i 은 i 번째 턴 간 접촉 방향의 전류, N 은 분포 회로 모델에 존재하는 총 조각 수, seg 은 1턴 당 조각 수를 의미한다. 그림 2.3을 기준으로 회로에서 접촉 저항의 개수는 $N - seg + 1$ 이기 때문에 위와 같이 식을 구성하였다. 조각 수가 총 N 이고 1턴 당 조각 수가 seg 인 PEEC 회로 모델에서 Kirchhoff's current law에 의한 방정식 개수는 $N + 1$ 개이다.

Kirchhoff's voltage law에 의해서 ($1 \leq i \leq N - seg$)

$$R_{\theta}^i I_{\theta}^i + \sum_{j=1}^N M^{ij} \frac{dI_{\theta}^j}{dt} + R_c^{i+1} I_r^{i+1} = R_{\theta}^{i+seg} I_{\theta}^{i+seg} + \sum_{j=1}^N M^{(i+seg)j} \frac{dI_{\theta}^j}{dt} + R_c^i I_r^i \quad (2.2.10)$$

이 식에서 R_{θ}^i 은 i 번째 조각의 V-I 특성저항, R_c^i 은 i 번째 조각의 특성저항, N 은 분포 회로 모델에 존재하는 총 조각 수, I_r^i 은 i 번째 턴 간 접촉 방향의 전류, I_{θ}^i 은 i 번째 코일 방향의 전류, M^{ij} 은 i 번째 조각과 j 번째 조각의 자기 상호 인덕턴스, seg 은 1턴 당 조각 수를 의미한다. 그림 2.3을 기준으로 PEEC 회로 모델에서 Kirchhoff's voltage law에 의한 방정식 개수는 $N - seg$ 개이다.

이때 미분을 반복 계산법으로 구하기 위해 미분소 값인 dI_{θ}^i 와 dI_r^i 은

$$dI_{\theta}^i = I_{\theta, next}^i - I_{\theta, prev}^i \quad (2.2.11)$$

$$dI_r^i = I_{r, next}^i - I_{r, prev}^i \quad (2.2.12)$$

으로 변환하여 정수 분포 회로 모델의 방정식 풀이와 같이 적용하여 선형연립방정식을 만들 수 있다. 조각 수가 총 N 이고 1턴 당 조각 수가 seg 인 PEEC 회로 모델에서 코일 방향 전류 I_{θ}^i 은 총 N 개이고 턴 간 접촉방향 전류 I_r^i 은 총 $N - seg + 1$ 개의 변수를 갖는다. 그렇기 때문에 전체 변수의 수는 $2N - seg + 1$ 개이고 Kirchhoff's current law에 의한 독립방정식 $N + 1$ 개와 Kirchhoff's voltage law에 의한 독립방정식 $N - seg$ 개를 연립하면 총 $2N - seg + 1$ 개의 선형연립방정식을 얻을 수 있기 때문에 완전한 해를 구할 수 있다. 정수 분포 회로 모델에서 전개한

것과 같이 선형 행렬식으로 변환하여 MATLAB 코드를 이용한 반복 계산법으로 구하고자 하는 해를 얻을 수 있다.

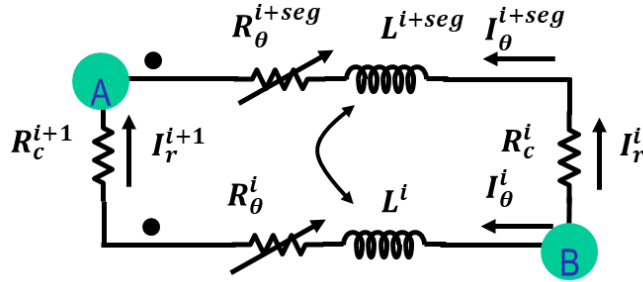


그림 2.10. PEEC기법으로 구현된 회로에서 가장 작은 폐회로의 인접한 2개 노드 A, 노드 B를 기준으로 구성한 회로도.

Fig. 2.10. Circuit diagram based on the two adjacent nodes A and B of the smallest closed circuit in PEEC model.

위 그림에서 R_θ^i 은 i 번째 조각의 V-I 특성저항, R_c^i 은 i 번째 조각의 특성저항, N 은 분포 회로 모델에 존재하는 총 조각 수, I_r^i 은 i 번째 턴 간 접촉 방향의 전류, I_θ^i 은 i 번째 코일 방향의 전류, M^{ij} 은 i 번째 조각과 j 번째 조각의 자기상호 인덕턴스, seg 은 1턴 당 조각 수를 의미한다.

2.3. 혼합형 등가 회로 모델

2.3.1. 전기 회로도 구성

혼합형 등가 회로 모델의 원리는 무절연 고온 초전도 코일이 파워 서플라이에 의해 충전될 때 코일로 흐르는 인입 전류의 값과 코일의 임계전류 값과의 부등식 관계로 설명할 수 있다 [41]. 혼합형 등가 회로 모델의 회로도는 집중 정수 회로와 분포 정수 회로를 코일 방향 전류와 임계전류의 부등식 관계에 따른 스위치로 병렬 연결한 형태로

그림 2.11와 같다.

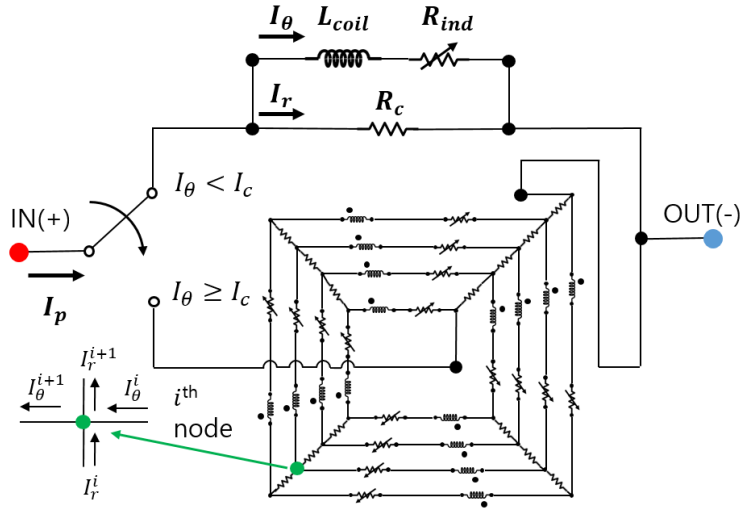


그림 2.11. 혼합형 등가 회로 모델의 전기 회로도.

Fig. 2.11. Combined equivalent circuit model.

먼저 그림 2.11에 나와있는 회로도를 보았을 때 혼합형 회로는 $I_\theta < I_c$ 일 때 집중 정수 회로 모델로 $I_\theta \geq I_c$ 일 때 분포 정수 회로 모델로 구성되어 동작하는 회로 접근법이다. 이와 같이 회로모델을 구성할 수 있는 이유는 $I_\theta < I_c$ 일 때 코일 방향으로 흐르는 전류의 확산 속도가 접촉 저항 방향으로 흐르는 전류의 확산 속도보다 훨씬 빠르기 때문에 이와 같은 개념을 바탕으로 $I_\theta < I_c$ 일 때는 접촉 저항 방향으로 흐르는 전류의 값은 코일에서 균등하게 흐른다고 가정할 수 있었다 [39]. 집중 정수 회로 모델에서는 코일 내 흐르는 모든 턴에서의 코일 방향 전류와 각 턴의 접촉 저항들에 흐르는 전류가 각각 균등하다고 보기 때문에 위와 같은 개념을 통해 $I_\theta < I_c$ 에서는 집중 정수 회로를 이용한 무절연 코일의 특성 분석을 위한 회로적 접근법을 사용하는 것이 충분히 가능하다고 생각된다. 반대로 코일 방향의 전류가 임계전류보다 커지는 시점에서 혼합형 회로는 집중 정수 회로에서 분포 정수 회로를

선택하여 계산하기 시작한다. 이것은 코일을 공간적으로 분할시켜서 각 작은 조각들에 흐르는 코일 방향의 전류들과 접촉저항의 전류들을 계산하는 것을 가능하게 한다. 즉, 정리하면 혼합형 회로 모델은 $I_\theta < I_c$ 에서는 집중 정수 회로 모델을 선택하고 $I_\theta \geq I_c$ 에서는 분포 정수 회로를 선택하여 계산하게 된다. 그림 2.11에서 분포 정수 회로 모델은 PEEC 기법을 사용한 모델로 예시를 들었으며 이 부분에는 그림 2.2와 같은 다른 관심 영역을 갖는 분포 정수 회로 모델로 수정되어 설계 될 수 있다.

2.3.2. 집중 정수 회로 모델에서 분포 정수 회로 모델로 변환 시 적용되는 equal power constraint

무절연 코일이 파워 서플라이에 의해 임계전류 이상으로 충전된다고 생각할 때 혼합형 등가 회로 접근방법을 사용하여 분석 시 집중 정수 회로 모델을 이용한 해석에서 분포 정수 회로 모델을 이용하는 해석으로 변환되는 시점이 존재한다. 이때 두 가지의 회로 모델은 근본적인 회로 모델 구성이 다르기 때문에 파라미터를 변환할 때 제한조건이 필요로 하게 된다. Equal power constraint는 본 논문에서 제안하는 제한 조건이며 핵심은 회로 모델 변환 시 집중 정수 회로 모델에서의 총 저항 발열량(W)과 분포 정수 회로 모델에서의 총 저항 발열량(W)은 동일해야 한다는 것이다 [41].

이는 아래와 같은 수식으로 나타낼 수 있는 데, 여기서 I_r^{ep} 은 분포 정수 회로 모델에서의 effective average radial current, I_r 은 집중 정수 회로 모델의 접촉 저항 방향의 전류 값, R_c 은 집중 정수 회로 모델의 접촉 저항 값, R_c^i 은 분포 정수 회로 모델에서 i 번째 접촉 저항 값이 된다. 분포 정수 회로 모델에서 각 i 번째 접촉 저항들의 발열량의 합이 집중 정수 회로 모델에서의 접촉 저항 발열량과 동일하다고 하면 아래와 같이 수식을 전개할 수 있고

$$I_r^{ep2} \sum_{i=1}^N (R_c^i) = I_r^2 R_c \quad (2.3.1)$$

위 식에서 양변에 제곱근을 취하여 아래와 같이 정리하면

$$I_r^{ep} = \sqrt{\frac{I_r^2 R_c}{\sum_{i=1}^N (R_c^i)}} \quad (2.3.2)$$

을 구할 수 있다. 이 제한 조건을 통해 집중 정수 회로 모델에서 분포 정수 회로 모델로 변환 시 각 회로 소자들에서의 전류 값을 정의할 수 있게 된다. 먼저 식 (2.3.2)을 통해 분포 정수 회로 모델의 각 노드들에서 접촉 방향 전류를 계산한 뒤 코일로 인입되는 파워서플라이 전류값은 정의되어 있기 때문에 코일 방향의 전류는 Kirchhoff's current law을 이용하여 구할 수 있다.

Ⅲ. 사례 연구 : 무절연 고온 초전도 30턴 코일

3.1. 코일의 설계 및 제작

혼합형 전기회로 모델의 검증을 위하여 MIT Francis Bitter Magnet Laboratory에서 제작 및 실험했던 실제 무절연 30턴 코일의 실험 결과와 비교 검증하였다 [10]. 과전류 실험을 위해 코일을 63 A에서 120 A까지 충전하였으며 액체 질소(77 K)에 폭 담겨 있는 환경에서 실험하였다. 해당 코일의 필요한 수치들은 표 3.1과 같다.

표 3.1. 과전류 실험에서 사용된 무절연 고온 초전도 30턴 코일의 파라미터.

Table 3.1. Parameters of NI HTS 30 turn coil for over-current test.

파라미터	단위	값
고온초전도 선재	.	Super Power SCS4050
선재 너비; 두께	mm	4.0; 0.1
구리 두께	mm	0.04
77 K 에서 임계전류 (self-field)	A	85
77 K 에서 임계전류 (coil)	A	63
절연	.	무절연
턴 수	.	30
코일 내경; 외경	mm	60; 66
코일 높이	mm	4.0
코일 상수	Gauss/A	6.0
인덕턴스	μH	110.0
표면 접촉 저항	$\mu\Omega \cdot \text{cm}^2$	70
접촉 저항	$\mu\Omega$	359

3.2. 혼합형 등가 회로 모델을 이용한 실제 코일의

과전류 실험 결과 해석

기존 회로 접근법인 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델을 설계한 후 이를 사용하여 동일한 무절연 고온 초전도 30턴 코일을 각각 계산하였고 실험결과와 비교하였다 [41]. 이 때 분포 정수 회로 모델은 PEEC 기법을 사용하였다. 두 회로 모델이 실험결과와 충분히 비슷한 결과를 갖는 다는 것을 검증한 후 제안하는 혼합형 등가 회로 모델을 사용하여 결과를 비교하였다. 시간에 따른 코일 중심 자기장, 시간에 따른 코일 전체 전압 그래프는 각각 그림 3.1, 그림 3.2과 같다. 그림 3.1의 그래프는 코일의 중심 자기장의 그래프이며 파워 서플라이의 충전 속도는 0.5 A/s 이다. 그래프에서 각 기호는 다음과 같다. 사각형: 실험값, 원: 분포 정수 회로, 다이아몬드: 혼합형 회로, 세모: 집중 정수 회로, 펜타곤: 파워 서플라이 전류이다. 그림 3.1에서 확인할 수 있듯이 서로 다른 두 접근법인 집중 정수 회로 모델의 해석 결과와 분포 정수 회로 모델의 코일 중심 자기장 해석 결과에는 서로 차이가 있으나 실제 실험에서 측정한 중심 자기장의 켄치 후 결과와 각각 비교하였을 때 두 전기 회로 접근법들이 무절연 고온 초전도 코일의 켄치 후 중심 자기장의 비선형적 특성을 분석하는 것이 가능하다는 것을 검증하였다. 또한 혼합형 등가 회로 모델로 해석한 중심 자기장 해석 결과와 분포 정수 회로 모델의 해석 결과 차이는 거의 없다는 것을 확인할 수 있다.

코일의 전체 전압의 실험 결과와 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델을 사용하여 각각 계산한 결과들과 비교하였을 때 실제 실험에서 측정한 전압 값과 전기 회로 접근법을 사용하여 계산한 결과들과 차이가 많은 것을 확인하였다. 이 결과 차이의 원인을 규명하기 위하여 실험에서 측정된 중심 자기장, 측정된 접촉 저항의 값(R_c)과 코일 상수 값 $[T/A]$ 을 이용하여 전압 값을 역산하였으며 그 과정은 다음과 같았다 [47], [48]. 시간에 따른 코일 방향의 전류를 $I_\theta(t)$, 시간에 따른 접촉 방향의 전류를 $I_r(t)$, 시간에 따른 코일 중심

자기장을 $B_{center}(t)$, 시간에 따른 계산한 코일 전체 전압을 $V_{coil_calculation}(t)$, 코일 상수를 G_{coil} , 코일의 특성 저항을 R_c 라고 할 때 실험에서의 측정 값으로 코일 전체 전압을 계산하기 위해 식 (3.2.1)와 식 (3.2.2)을 전개할 수 있다. 먼저 실제 실험에서 측정된 시간에 따른 중심 자기장의 값과 코일 상수를 식 (3.2.1)에 대입하여 무절연 고온 초전도 코일에서 시간에 따른 코일 방향의 전류를 계산할 수 있다.

$$I_{\theta}(t)G_{coil} = B_{center}(t) \quad (3.2.1)$$

$$I_r(t)R_c = V_{coil_calculation}(t) \quad (3.2.2)$$

파워 서플라이를 통해 공급되는 전류는 0.5[A/s]로 충전되고 있으며 시간에 따른 코일로 공급되는 총 전류의 크기를 알 수 있다. 이 때 코일로 공급되는 총 전류 값과 코일 방향 전류 값의 차이가 코일 내에서 접촉 방향으로 흐르는 전류 값이 된다. 시간에 따른 접촉 방향의 전류 값과 측정된 접촉 저항의 값(R_c)을 옴의 법칙(Ohm's law)을 사용하여 식 (3.2.2)와 같이 전개하고 코일 전체 전압을 계산 할 수 있으며 이는 $V_{coil_calculation}(t)$ 이다. 이와 같이 역산한 결과는 그림 3.2에서 기호 헷사곤으로 표기하였으며 실험에서 측정된 코일 전체 전압 값과는 차이가 있으나 전기 회로 접근법들로 해석한 결과들과는 충분히 비슷하다는 것을 확인하였다. 실험에서 측정한 결과들에 기초하여 역산한 전압 값이 측정된 전압 값과 많이 차이가 있다는 점과 역산한 전압 값이 전기 회로 접근법들을 통하여 계산한 전압 값들과는 많이 비슷하다는 점을 통해 실제 측정된 전압 값과 전기 회로 접근법들로 계산한 전압 값들과의 차이에 대한 원인은 실제 실험에서 전압 값 측정에 있다고 생각된다. 그래서 본 논문에서는 실제 실험결과를 근거로 역산한 전압 값을 통해 전기 회로 접근법들의 전압 값을 비교 검증하였다. 그림 3.2에서의 그래프에서 서로 다른 두 접근법인 집중 정수 회로의 결과와 분포 정수 회로 모델의 결과는 서로 차이가 있으나

실제 실험 결과들을 기초로 역산한 전압 값과 각각 비교 하였을 때 각 전기 회로 접근법들이 무절연 고온 초전도 코일의 켄치 후 비선형 특성을 분석할 수 있다는 것을 검증하였다. 또한 혼합형 등가 회로 모델의 결과와 분포 정수 회로 모델의 결과의 차이는 거의 없다는 것을 확인하였다. 위와 같은 검증 과정을 통해 실제 실험에서의 결과와 비교하여 본 논문에서 제안한 혼합형 등가 회로 모델을 포함한 각 전기 회로 접근법들이 무절연 고온 초전도 코일의 비선형 특성 해석이 가능하다는 것을 검증하였다. 또한 혼합형 등가 회로 모델의 해석 결과는 기존 분포 정수 회로 모델의 해석 결과와 거의 비슷하다고 생각되며 두 모델의 결과들을 비교하기 위해 정량적 차이 분석과 전류 분포도를 비교하였다.

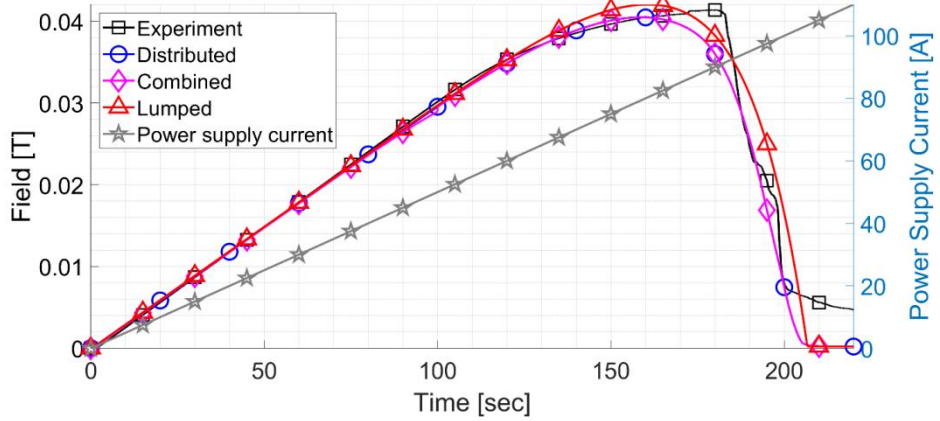


그림 3.1. 시간에 따른 코일 중심 자기장 그래프.

Fig. 3.1. Magnetic fields at the coil vs. time.

위 그림에서 사각형: 실험값, 원: 분포 정수 회로, 다이아몬드: 혼합형 회로, 세모: 집중 정수 회로, 펜타곤: 파워 서플라이 전류를 나타낸다.

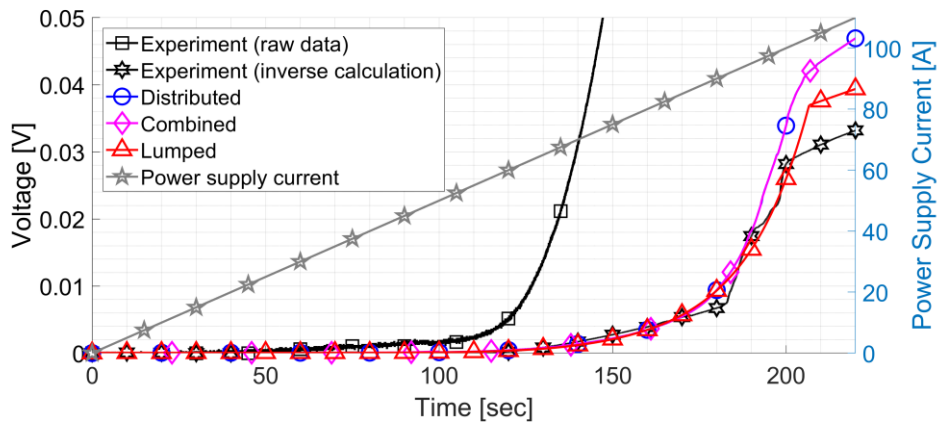


그림 3.2. 시간에 따른 코일 전체 전압 그래프.

Fig. 3.2. Terminal voltages of the coil vs. time.

위 그림에서 사각형: 실험값, 헥사곤: 실험값 역산, 원: 분포 정수 회로, 다이아몬드: 혼합형 회로, 세모: 집중 정수 회로, 펜타곤: 파워 서플라이 전류를 나타낸다.

혼합형 등가 회로 모델의 해석 결과와 분포 정수 회로 모델의 해석

결과의 정량적 차이 분석을 위하여 코일의 각 조각들에서 시간에 따른 에러 함수를 다음과 같이 정의하였다. 먼저 $err_r^{avg}(t)$ 는 접촉 저항 방향의 에러 함수, $err_\theta^{avg}(t)$ 은 코일 방향의 에러 함수이다. 이를 다음과 같이 식으로 나타내면

$$err_r^{avg}(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| 1 - \frac{I_{r,comb}^i(t)}{I_{r,dist}^i(t)} \right| \quad (3.2.3)$$

$$err_\theta^{avg}(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| 1 - \frac{I_{\theta,comb}^i(t)}{I_{\theta,dist}^i(t)} \right| \quad (3.2.4)$$

와 같다. 여기서 $I_{r,comb}^i(t)$, $I_{r,dist}^i(t)$ 은 각각 혼합형 등가 회로 모델과 분포 정수 회로 모델의 접촉 저항 방향 전류 값이다. $I_{\theta,comb}^i(t)$, $I_{\theta,dist}^i(t)$ 은 각각 혼합형 등가 회로 모델과 분포 정수 회로 모델의 코일 방향 전류 값이다. 이 에러 함수들을 통하여 다른 두 모델의 각 조각들에서 해석 결과 차이를 퍼센트 단위로 나타낼 수 있다. $err_r^{avg}(t)$ 은 두 모델의 턴 접촉 저항 전류 차이를 퍼센트 단위로 나타내며 그림 3.3에서 기호 원이며 $err_\theta^{avg}(t)$ 은 두 모델의 코일 방향 전류 차이를 퍼센트 단위로 나타내고 그림 3.3에서 기호 사각형이다. 그림 3.3는 시간 100 초 이후에서 220 초까지 시간 동안의 그래프이며 100 초에서 집중 정수 회로 모델에서 분포 정수 회로 모델로 변환 시 equal power constraint때문에 에러가 약 6.1 % 정도 차이가 나는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 빠른 속도로 이 에러는 감소하게 되며 이후에는 0.1 % 미만으로 내려가게 된다. 하지만 무절연 코일이 full-quench가 발생하게 되는 시점에서 에러 값은 빠르게 올라가게 된다. 하지만 이는 최고 1% 미만의 값을 유지하게 된다. 이러한 정량적 차이 평가를 근거로 본 논문에서 제안한 혼합형 등가 회로 모델과 분포 정수

회로 모델을 통해 각각 해석한 중심 자기장, 코일 전압 값의 결과 차이는 거의 없다고 결론 내릴 수 있었다.

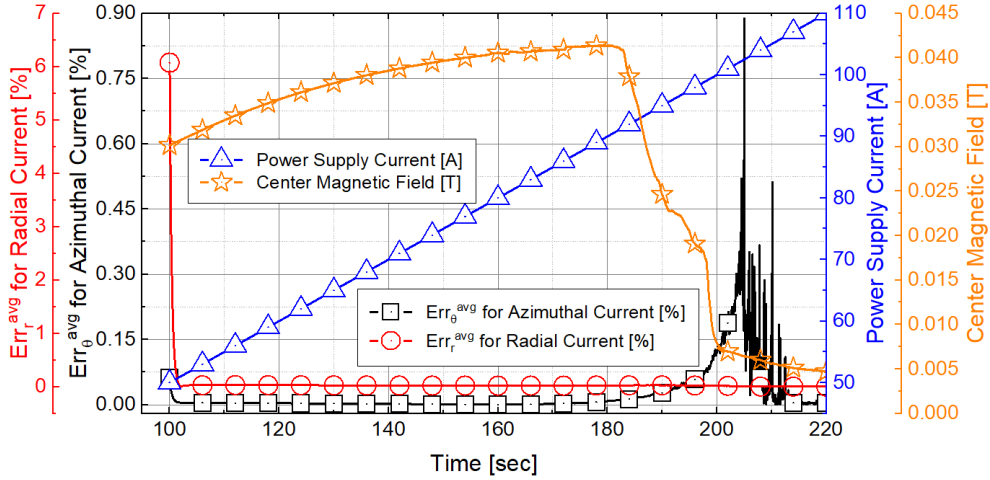


그림 3.3. 분포 정수 회로 모델과 혼합형 등가 회로 모델의 퍼센트로 표현한 평균 절대 오차.

Fig. 3.3. The average absolute errors in percentile between the distributed and combined models.

위 그림에서 사각형: 코일 방향 $\text{Err}_\theta^{\text{avg}}(t)$, 원: 접축 방향 $\text{Err}_r^{\text{avg}}(t)$, 세모: 파워 서플라이 전류, 펜타곤: 코일 중심 자기장을 나타낸다.

분포 정수 회로 모델은 공간적으로 분할된 전류 분포도를 코일 방향의 전류와 접축 방향의 전류에 대하여 각각 계산 할 수 있으며 이를 도식화할 수 있다. 또한 혼합형 등가 회로 모델은 비선형적 해석에서 분포 정수 회로 모델을 통해 계산하기 때문에 전류 분포도를 계산할 수 있다. 그림 3.4는 시간 200초에서 분포 정수 회로 모델에서의 전류 분포도와 혼합형 등가 회로 모델에서의 전류 분포도를 비교하였다. 서로 다른 두 모델의 코일 방향 전류와 접축 방향 전류의 각각 전류 분포도들은 차이가 거의 없었으며 이 결과는 앞에서 그림 3.3에서 분포 정수 회로 모델의 결과와 혼합형 등가 회로 모델의 결과의 정량적

차이가 거의 없다는 것을 확인 것과 같이 코일 내 공간적으로 분할된 전류 분포도 계산에 있어서 차이가 거의 없다는 것을 보여준다.

그림 3.1에서의 코일 중심 자기장의 시간에 따른 비선형적 특성 해석과 그림 3.2에서의 코일 전체 전압의 시간에 따른 비선형적 특성 해석들을 분포 정수 회로를 통해 계산한 것이 타당하다는 점과 혼합형 등가 회로 모델의 해석 결과가 기존 분포 정수 회로 모델의 해석 결과와 비교하였을 때 그림 3.3와 같이 정량적인 차이가 거의 없다는 점을 근거로 하여 혼합형 등가 회로 모델의 해석 결과가 분포 정수 회로 모델의 해석 결과와의 차이가 거의 없다는 것을 확인할 수 있었다.

무절연 고온 초전도 비선형 특성 해석을 위한 전기 회로 접근법들의 계산 시간을 비교하기 위해 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델, 혼합형 등가 회로 모델의 계산 시간 차이를 표 3.2와 같이 정리하였다. 표에 정리된 결과는 30턴부터 200턴의 코일을 각 턴 당 12개의 조각으로 나누었을 때 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델을 각각 적용하여 총 100번의 전류 방정식을 계산하는 함수를 호출한 뒤 평균을 구하여 1번의 함수 호출 시간을 정리하였다. 각 모델에서 전류 방정식을 계산하는 함수를 호출하는 것을 function call이라고 한다. 결과를 보면 분포 정수 회로 모델은 코일의 턴 수가 많아질수록 계산해야 하는 변수가 증가하기 때문에 계산 시간은 크게 증가됨을 알 수 있다. 이것은 목표 코일의 턴 수 및 턴 당 조각 수에 영향을 받게 된다. 하지만 집중 정수 회로 모델은 코일의 턴 수와 관계없이 계산해야 하는 전기 소자 개수는 일정하므로 계산 시간 차이는 없다. 혼합형 등가 회로 모델의 계산 시간의 경우 전체 계산 중 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델로 각각 계산하게 되는 비율에 따라 달라지게 되며 표 3.2에서 혼합형 등가 회로의 계산 시간은 분포 정수 회로 모델의 계산 양이 전체의 약 50%일 때의 결과이다. 혼합형 등가 회로 모델에서 분포 정수 회로 모델로 계산하는 비중이 증가할 수록 그 계산 시간은 분포 정수 회로 모델의 계산 시간과 같아진다. 이와 같은 결과를 통하여 제안한 혼합형 등가 회로 모델은 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로

모델을 적절히 선택적으로 사용함으로써 계산 시간은 분포 정수 회로 모델과 비교하였을 때 감소할 것으로 기대된다. 이는 실제 무절연 고온 초전도 자석의 경우 다단 코일로 구성되어 있고 분포 정수 회로 모델을 적용하여 비선형 특성 분석한다고 가정하면 계산에 필요한 변수의 수가 매우 많아지고 이 때문에 계산 시간이 많이 증가될 것으로 생각되지만 혼합형 등가 회로 모델을 사용한다면 분포 정수 회로 모델을 이용하여 계산하는 비율을 적절히 선택하여 총 계산 시간을 단축할 수 있을 것으로 기대된다.

표 3.2. 집중 정수 회로와 분포 정수 회로, 혼합형 등가 회로의 계산 시간 비교 표.

Table 3.2. Calculation time comparison table of lumped circuit model, distributed circuit model and combined equivalent circuit model.

코일 크기 [턴 * 턴 당 조각 수]	30 * 12	60 * 12	90 * 12	100 * 12	150 * 12	200 * 12
집중 정수 회로 [초 / 함수 호출 횟수]	0.5723*10 ⁻³					
분포 정수 회로 [초 / 함수 호출 횟수]	87.80	94.29	245.6	305.4	775.8	1568
혼합형 등가 회로 [초 / 함수 호출 횟수]	43.90	47.15	122.8	152.7	387.9	784.0

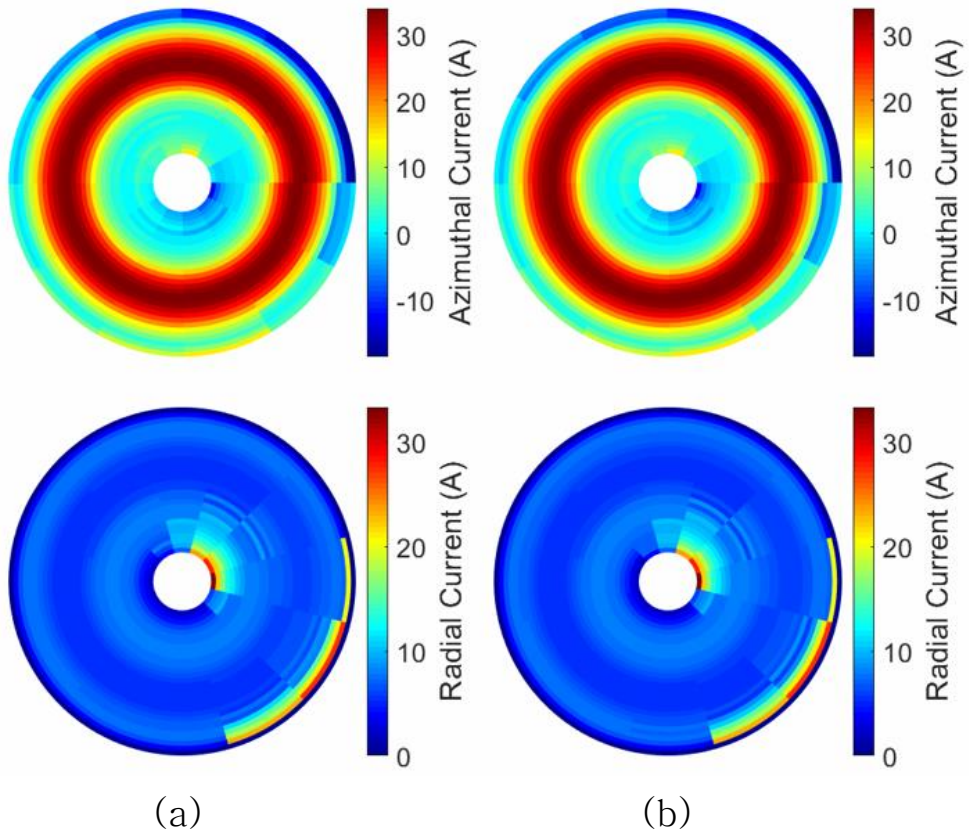


그림 3.4. 분포 정수 회로 모델과 통합형 등가 회로 모델로 분석한 전류 분포도: (a) 분포 정수 회로 모델로 분석한 전류 분포도; (b) 통합형 등가 회로 모델로 분석한 전류 분포도.

Fig. 3.4. Current distribution profiles of distributed circuit model and combined equivalent circuit model: (a) Current distribution profile of distributed circuit model; (b) Current distribution profile of combined equivalent circuit model.

IV. 결 론

무절연 고온 초전도 코일을 공간적으로 분할하여 해석하는 분포 정수 회로 모델은 계산 시간이 많이 소비되기 때문에 여러 개의 코일로 구성된 실제 자석의 비선형적 특성을 평가 해석하는 데는 많은 계산 시간이 소비될 것으로 예상된다. 이 계산 시간을 줄이기 위하여 기존 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델을 변형하여 구성한 혼합형 등가 회로 모델을 제시하며 이 모델은 분포 정수 회로 모델과 비교하여 무절연 고온 초전도 코일의 비선형적 특성 해석을 하기 위한 계산 시간을 줄여주면서 정확성은 유지하고 분포 정수 회로 모델의 특징인 무절연 고온 초전도 코일의 공간적으로 분할된 비선형적 특성 분석이 가능하다.

혼합형 등가 회로 모델은 기존의 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델을 코일의 운전 전류에 따라 적절히 선택적으로 사용한다. 코일 방향 전류가 임계 전류 미만일 때는 집중 정수 회로를 선택하고 코일 방향 전류가 임계 전류 이상일 때는 무절연 코일을 공간적으로 분할하여 균등하지 않은 턴 간 접촉 방향 전류 및 코일 방향의 전류를 계산하기 위한 분포 정수 회로를 선택함으로써 고온 초전도 무절연 코일의 비선형 특성 해석을 한다.

본 논문에서 제안하는 혼합형 등가 회로 모델은 코일 방향 전류와 임계전류의 부등식 관계를 통해 집중 정수 회로 모델에서 분포 정수 회로 모델로 변환될 때 분포 정수 회로 모델에 대입되는 전류 값들은 서로 다른 두 회로 모델에서의 총 열 발생량은 동일하다는 개념을 통해 제안하는 equal power constraint라는 핵심 조건을 갖고 있으며 이 핵심 제한 조건을 통하여 모델 변환 시 먼저 턴 접촉 방향 전류 값들을 계산하고 Kirchhoff's current law을 이용하여 코일 방향 전류 값들을 계산할 수 있다.

집중 정수 회로 모델, 분포 정수 회로 모델, 그리고 제안하는

혼합형 등가 회로 모델의 무절연 고온 초전도 코일의 비선형 특성 해석의 타당성을 검증하기 위하여 각 전기 회로 접근법들의 해석 결과들과 실제 무절연 고온 초전도 30턴 코일의 과전류 실험 데이터를 비교 검증하였다. 측정된 코일 중심 자기장과 측정된 코일 전체 전압 값과 전기 회로 접근법들의 각각의 해석 결과들과 비교하였으며 집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델의 해석 결과에 있어서 서로 차이는 있었으나 실험 측정 값과 비교하였을 때 무절연 고온 초전도 코일의 비선형 특성 해석이 가능하다는 것을 확인하였다. 그리고 혼합형 등가 회로 모델과 분포 정수 회로 모델의 해석 결과 차이는 정량적 분석을 통해 차이는 거의 없다는 것을 확인하였다. 또한 무절연 고온 초전도 코일의 공간적으로 분할된 코일 방향 전류 및 접촉 방향 전류의 각각 전류 분포도들을 비교함으로써 혼합형 등가 회로 모델이 분포 정수 회로 모델로 계산한 전류 분포도와 차이가 거의 없는 전류 분포도를 계산할 수 있다는 것을 확인하였다.

집중 정수 회로 모델과 분포 정수 회로 모델, 혼합형 등가 회로 모델의 코일의 턴 수가 증가함에 따라 계산 시간을 서로 비교하였다. 집중 정수 회로 모델은 코일 턴 수와 관계없이 같은 수의 전기 소자로 구성되기 때문에 계산 속도가 빨랐으며 분포 정수 회로 모델은 코일의 턴 수가 증가함에 따라 계산해야 하는 변수가 증가하기 때문에 계산 시간이 많이 증가되는 것을 확인하였다. 혼합형 등가 회로 모델은 분포 정수 회로 모델의 계산 양을 적절히 선택함으로써 분포 정수 회로 모델과 비교하여 계산시간이 감소할 것으로 생각된다.

결과적으로 제안하는 혼합형 회로 모델이 무절연 고온 초전도 코일의 post-quench 분석을 할 때 계산 시간이 오래 걸리는 분포 정수 회로 모델을 선택적으로 사용하고 그 외에는 계산 시간이 비교적 빠른 집중 정수 회로 모델을 선택적으로 사용함으로써 무절연 고온 초전도 코일의 전체 비선형 특성 계산 시간을 감소 시킬 수 있었다. 즉, 혼합형 등가 회로 모델을 사용함으로써 무절연 고온 초전도 코일의 비선형 특성 해석의 계산 시간이 분포 정수 회로 모델로 해석한 것과 비교하였을 때

감소하였으며 정확성에 있어서는 차이가 없었다.

끝으로 본 논문에서는 제안한 혼합형 등가 회로 모델을 단일 코일 사이즈에서 연구하였으며 실제 과전류 실험 결과와의 비교를 통한 모델의 검증을 하였다. 개발한 혼합형 등가 회로 모델은 다단 코일 자석, 레이스 트랙형 자석, 변형 무절연 기술, defect irrelevant winding(DIW)의 자석과 같은 다양한 기술이 적용된 자석들에도 간단한 파라미터 수정을 통하여 적용할 수 있다고 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] S. Hahn, Y. Kim, J. Ling, J. Voccio, D. K. Park, J. Bascuñán, H. J. Shin, H. Lee, and Y. Iwasa, “No-Insulation Coil Under Time-Varying Condition: Magnetic Coupling With External Coil,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 22, no. 3, Jun. 2013, Art. no. 4601705.
- [2] J. B. Song, S. Hahn, Y. Kim, J. Voccio, J. Ling, J. Bascuñán, H. Lee, and Y. Iwasa, “HTS Wind Power Generator: Electromagnetic Force Between No-Insulation and Insulation Coils Under Time-Varying Conditions,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 3, Jun. 2014, Art. no. 5201005.
- [3] H. W. Weijers, Member, IEEE, W. D. Markiewicz, A. V. Gavrilin, A. J. Voran, Y. L. Viouchkov, S. R. Gundlach, P. D. Noyes, D. V. Abraimov, H. Bai, S. T. Hannahs, and T. P. Murphy, “Progress in the Development and Construction of a 32-T Superconducting Magnet,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no. 4300807.
- [4] T. Tosaka, H. Miyazaki, S. Iwai, Y. Otani, M. Takahashi, K. Tasaki, S. Nomura, T. Kurusu, H. Ueda, S. Noguchi, A. Ishiyama, S. Urayama, and H. Fukuyama, “R&D Project on HTS Magnets for Ultrahigh-Field MRI Systems,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no. 4402505.
- [5] L. Wang, Q. Wang, J. Liu, H. Wang, X. Hu, and P. Chen, “Screening Current-Induced Magnetic Field in a Noninsulated GdBCO HTS Coil for a 24 T All-Superconducting Magnet,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 27, no. 4, Jun. 2017, Art. no. 8200106.
- [6] Y. Wang, D. Xu, H. Sun, X. Liu, J. Sheng, K. Li, Z. Hong, Z. Jin, and Z. Li, “Study on No-Insulation HTS Pancake Coils With Iron

- Core for Superconducting DC Induction Heaters,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, no. 3, Jun. 2015, Art. no. 4600305.
- [7] J. J. Himbele, A. Badel, and P. Tixador, “Partially Insulated Twisted Stacked Cable for HTS Insert of a Particle Accelerator,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 27, no. 4, Jun. 2017, Art. no. 4004205.
- [8] K. Kim, K. R. Bhattarai, J. Y. Jang, Y. J. Hwang, K. Kim, S. Yoon, S. G. Lee and S. Hahn, “Design and performance estimation of a 35 T 40 mm no-insulation all-REBCO user magnet,” *Supercond. Sci. Technol.* vol. 30, no. 6, 2017, Art. no. 065008.
- [9] SuperPower® Inc., 2G HTS Wire Specifications.
- [10] S. Hahn, D. K. Park, J. Bascuñán, and Y. Iwasa, “HTS pancake coils without turn-to-turn insulation,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 21, no. 3, pp. 1592–1595, Jun. 2011.
- [11] S. Hahn, Y. Kim, J. Song, J. Voccio, J. Ling, J. Bascuñán, and Y. Iwasa, “A 78-mm/7-T multi-width no-insulation ReBCO magnet: Key concept and magnet design,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 3, Jun. 2014, Art. no. 4602705.
- [12] J. Bascuñán, S. Hahn, T. L  crevisse, J. Song, D. Miyagi, and Y. Iwasa, “An 800-MHz all-REBCO insert for the 1.3 GHz LTS/HTS NMR magnet program—A progress report,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no. 4300205.
- [13] D. Uglietti, R. Wesche, and P. Bruzzone, “Construction and test of a non-insulated insert coil using coated conductor tape,” *J. Phys.*, vol. 507, no. 3, 2014, Art. no. 032052.
- [14] J. Liu, Y. Dai, and L. Li, “Progress in the development of a 25 T all superconducting NMR magnet,” *Cryogenics*, vol. 79, pp. 79–84, 2016.
- [15] T. L  crevisse and Y. Iwasa, “A (RE)BCO pancake winding

with metal-as-insulation,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 3, Apr. 2016, Art. no. 4700405.

[16] S. Hahn, D. K. Park, J. Voccio, J. Bascunan, and Y. Iwasa, “No-insulation (NI) HTS inserts for >1 GHz LTS/HTS NMR magnets,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 22, no. 3, Jun. 2012, Art. no. 4302405.

[17] S. Yoon, J. Kim, K. Cheon, H. Lee, S. Hahn, and S.-H. Moon, “26 T 35 mm all-Gd Ba₂Cu₃O_{7-x} multi-width no-insulation superconducting magnet,” *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 29, no. 4, 2016, Art. no. 04LT04.

[18] J. Choi, S. Kim, S. Kim, K. Sim, M. Park, and I. Yu, “Characteristic analysis of a sample HTS magnet for design of a 300 kW HTS DC induction furnace,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 3, Apr. 2016, Art. no. 3700405.

[19] S. Hahn, J. Song, Y. Kim, T. L  crevisse, Y. Chu, J. Voccio, J. Bascu  n  n, and Y. Iwasa, “Construction and test of 7-T/68-mm cold-bore multiwidth no-insulation GdBCO magnet,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, no. 3, Jun. 2015, Art. no. 4600405.

[20] Y. Choi, K. Kim, O. Kwon, D. Kang, J. Kang, T. Ko, and H. Lee, “The effects of partial insulation winding on the charge-discharge rate and magnetic field loss phenomena of GdBCO coated conductor coils,” *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 25, no. 10, 2012, Art. no. 105001.

[21] S. Hahn, Y. Kim, D. Keun Park, K. Kim, J. P. Voccio, J. Bascu  n  n, and Y. Iwasa, “No-insulation multi-width winding technique for high temperature superconducting magnet,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 103, no. 17, 2013, Art. no. 173511.

[22] 이창영, 이진호, 이관섭, 손연, 김석호, “1000 km/h 하이퍼튜브 적용을 위한 추진 · 자기부상용 초전도 전자석 개념 설계,”

한국철도학회 학술발표대회논문집, pp. 185–189, May 2017.

[23] V. Q. Dao, C. S. Kim, C. Lee, J. Choi, M. Park, I. K. Yu, “Design of a 3 T magnet for a 300 kW–class DC induction heater using MgB_2 wire,” 대한전기학회 학술대회 논문집, pp. 847–848, Jul. 2018.

[24] S. Ahn, S. W. Youn, J. Yoo, D.L. Kim, J. Jeong, M. Ahn, J. Kim, D. Lee, J. Lee, T. Seong and Y. K. Semertzidis, “Magneto–resistance in copper at high frequency and high magnetic fields,” *JINST*, vol. 12, P10023, 2017.

[25] K. Kim, S. Yoon, K. Cheon, J. Kim, H. Lee, S. G. Lee, D. L. Kim, S. Hahn, “400–MHz/60–mm All–REBCO Nuclear Magnetic Resonance Magnet: Magnet Design,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no. 4302604.

[26] J. Bascunan, S. Hahn, Y. Kim, J. Song, and Y. Iwasa, “90–mm/18.8–T All HTS insert magnet for 1.3 GHz LTS/HTS NMR application: Magnet design and double pancake fabrication,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 3, Jun. 2014, Art. ID 4300904.

[27] J. Liu, Q. Wang, Y. Dai, S. Song, C. Gou, L. Wang, J. Zhou, K. Chang, L. Li, B. Zhao, “Generation of 24 T with an all superconducting magnet,” in *Proc. IEEE/CSC ESAS Supercond. News Forum*, 2016.

[28] S. Hahn, K. Kim, K. Kim, H. Lee, Y. Iwasa, “Current status of and challenges for No–Insulation HTS Winding Technique,” *J. Cryo. Super. Soc. Jpn*, vol. 53, no. 1, pp. 2–9, 2018.

[29] T. Painter, K. Kim, K. Kim, K. Bhattarai, K. Radcliffe, H. Xinbo, S. Bole, B. Jarvis, I. Dixon, S. Hahn, and D. Larbalestier, “Design, construction and operation of a 13 T 52 mm no–insulation REBCO insert for a 20 T all–superconducting user magnet,” presented at the 25th Int. Conf. Magnet Technol., Amsterdam, The Netherlands,

2017.

- [30] J. Kim, S. Yoon, K. Cheon, K. H. Shin, S. Hahn, D. L. Kim, S. Lee, H. Lee, and S.-H. Moon, "Effect of resistive metal cladding of HTS tape on the characteristic of no-insulation coil," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no. 4601906.
- [31] Y. J. Hwang, J. Y. Jang, S. Song, J. M. Kim, and S. Lee, "Feasibility study of the impregnation of a no-insulation HTS coil using an electrically conductive epoxy," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 27, no. 4, 315 Jun. 2017, Art. no. 4603405.
- [32] Y. Yanagisawa, K. Sato, K. Yanagisawa, H. Nakagome, X. Jin, M. Takahashi, and H. Maeda, "Basic mechanism of self-healing from thermal runaway for uninsulated REBCO pancake coils," *Physica C*, vol. 499, pp. 40–44, 2014.
- [33] Y. Wang, H. Song, D. Xu, Z. Li, Z. Jin, and Z. Hong, "An equivalent circuit grid model for no-insulation HTS pancake coils," *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 28, no. 4, 2015, Art. no. 045017.
- [34] T. Wang, S. Noguchi, X. Wang, I. Arakawa, K. Minami, K. Monma, A. Ishiyama, S. Hahn, and Y. Iwasa, "Analyses of transient behaviors of no-insulation REBCO pancake coils during sudden discharging and overcurrent," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, no. 3, Jun. 2015, Art. no. 4603409.
- [35] Y. Wang, W. K. Chan, and J. Schwartz, "Self-protection mechanisms in no-insulation (RE) $Ba_2Cu_3O_x$ high temperature superconductor pancake coils," *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 29, no. 4, 2016, Art. no. 045007.
- [36] A. Ikeda, T. Oki, T. Wang, A. Ishiyama, K. Monma, S. Noguchi, T. Watanabe, and S. Nagaya, "Transient behaviors of no-insulation REBCO pancake coil during local normal-state transition," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no.

4600204.

[37] K. R. Bhattarai, K. Kim, S. Kim, S. Lee, and S. Hahn, "Quench analysis of a multiwidth no-insulation 7-T 78-mm REBCO magnet," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 27, no. 4, Jun. 2017, Art. no. 4603505.

[38] J. Y. Jang, S. Yoon, S. Hahn, Y. J. Hwang, J. Kim, K. H. Shin, K. Cheon, K. Kim, S. In, Y.-J. Hong, "Design, construction and 13 K conduction-cooled operation of a 3 T 100 mm stainless steel cladding all-REBCO magnet," *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 30, no. 10, 2017, Art. no. 105012.

[39] W. D. Markiewicz, J. J. Jaroszynski, D. V. Abraimov, R. E. Joyner, and A. Khan, "Quench analysis of pancake wound REBCO coils with low resistance between turns," *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 29, no. 2, 2015, Art. no. 025001.

[40] H. Song and Y. Wang, "Simulations of nonuniform behaviors of multiple no-insulation (RE) $\text{Ba}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ discharging," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 26, no. 4, Jun. 2016, Art. no. 4700105.

[41] Mincheol Cho, So Noguchi, Jeseok Bang, Jaemin Kim, Uijong Bong, Jung Tae Lee, Soo Bin An, Kabindra R. Bhattarai, Kwangmin Kim, Kwanglok Kim, Chaemin Im, Ki Jin Han, Seunyoung Hahn, "Combined Circuit Model to Simulate Post-Quench Behaviors of No-Insulation HTS Coil," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 29, no. 5, Aug. 2019, Art. no. 4901605.

[42] X. Wang, S. Hahn, Y. Kim, J. Bascunan, J. Voccio, H. Lee, and Y. Iwasa, "Turn-to-turn contact characteristics for an equivalent circuit model of no-insulation ReBCO pancake coil," *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 26, no. 3, 2013, Art. no. 035012.

[43] K. Yamafuji and T. Kiss, "Current-voltage characteristics

near the glass–liquid transition in high–TC superconductors,” *Physica C*, vol. 290, no. 1–2, pp. 9–22, 1997.

[44] J. Lu, J. Levitan, D. McRae, and R. P. Walsh, “Contact resistance between two REBCO tapes: The effects of cyclic loading and surface coating,” *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 31, no. 8, 2018, Art. no. 085006.

[45] K. L. Kim, S. Hahn, Y. Kim, D. G. Yang, J.–B. Song, J. Bascuñán, H. Lee, and Y. Iwasa, “Effect of winding tension on electrical behaviors of a no–insulation ReBCO pancake coil,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 3, Jun. 2014, Art. no. 4600605.

[46] S. Noguchi, K. Kim, and S. Hahn, “Simulation on electrical field generation by hall effect in no–insulation REBCO pancake coils,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 28, no. 3, Apr. 2018, Art. no. 4901805.

[47] S. Hahn, Y. Kim, J. Ling, J. Voccio, D. K. Park, J. Bascuñán, H. J. Shin, H. Lee, and Y. Iwasa, “No–insulation coil under time–varying condition: Magnetic coupling with external coil,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 23, no. 3, Jun. 2013, Art. no. 4601705.

[48] J. B. Song and S. Y. Hahn, “ ‘Leak current’ correction for critical current measurement of no–insulation HTS coil,” *Prog. Supercond. Cryogenics*, vol. 19, no. 2, pp. 48–52, 2017.

Abstract

Analysis on Non-linear Charging Properties of No Insulation HTS Magnet using Combined Equivalent Circuit Model

Mincheol Cho

Electrical and Electronic Engineering

The Graduate School of Engineering

Seoul National University

Conventional high temperature superconductor(HTS) coil is hard to be protected when quench occurs, so operational safety of HTS coil is a technical problem. No-insulation(NI) HTS coil intentionally has no insulation in previous HTS coil and NI HTS coil has a self-protecting feature, which prevents the coil from burn-out due to bypass current in NI coil when quench occurs. Key challenge to design and operate NI magnet is the analysis of NI non-linear behaviors and equivalent circuit methods are adapted to NI coil for the analysis. Firstly, simple equivalent circuit model is the lumped circuit model which has been used to analyze time-varying mechanical and electromagnetic characteristics of NI magnet. Lumped circuit model for NI magnet has helped to understand the NI characteristics, however, more detailed model is needed for better explanation of NI characteristics in high field and large-bore NI HTS magnet. Secondly, the detailed model is a distributed

network circuit model that spatially distributes NI coil and can provide the transient and spatial current distribution within NI coil. But distributed network circuit model generally spends much longer computation time than lumped circuit model. In this paper, we propose a combined circuit model that combines the advantages of lumped circuit model and distributed circuit model. The combined circuit model selectively uses both the lumped circuit model and the distributed network circuit model by using the inequality relationship of the coil current and critical currents. A new MATLAB code was built to design these circuit models, and the distributed network circuit model is based on the PEEC technique. We compared the results of the actual NI HTS coil overcurrent test with the simulation results of the lumped circuit model, the distributed network circuit model, and the combined circuit model for the validity of the combined circuit model.

Keywords : Combined model, distributed network model, equal power constraint, lumped circuit model, no-insulation

Student Number : 2017-29952